

## Surface acoustic wave filter.

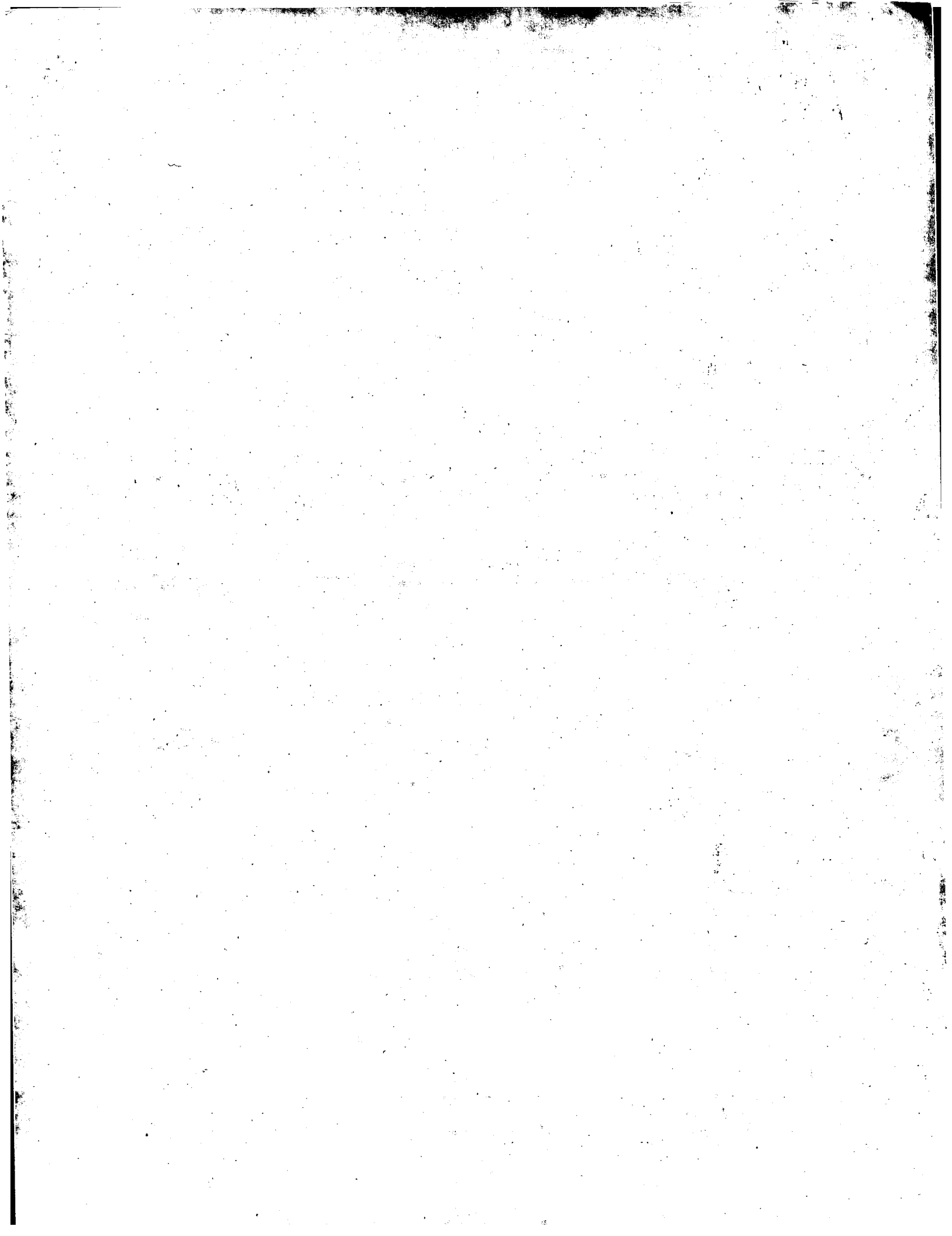
Patent Number: ☐ EP0541284, B1, B2  
Publication date: 1993-05-12  
Inventor(s): MIYASHITA TSUTOMU (JP); IKATA OSAMU (JP); MATSUDA TAKASHI (JP); SATOH YOSHIO (JP); TAKAMATSU MITSUO (JP)  
Applicant(s): FUJITSU LTD (JP)  
Requested Patent: ☐ JP5183380  
Application Number: EP19920309830 19921027  
Priority Number(s): JP19920032270 19920219; JP19910281694 19911028  
IPC Classification: H03H9/64  
EC Classification: H03H9/64E3  
Equivalents: DE69216769D, DE69216769T, DE69230114D, DE69230114T, DE69232646D, DE69232646T, JP2800905B2, KR9700559, ☐ US5559481  
Cited Documents: FR2283587; DE3323612; US3582540; US5039957; US4495431; EP0353073; JP3220911

### Abstract

A SAW filter includes a first SAW resonator (21, R1A, R1B) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frp), the first SAW resonator being provided in a parallel arm (24) of the SAW filter. A second SAW resonator (23) has a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frs) approximately equal to a predetermined antiresonance frequency of the first SAW resonator (fap). The second SAW resonator is provided in a series arm (24) of the SAW filter. An inductance element (25, L1) is connected in series to the first SAW resonator.



Data supplied from the esp@cenet database - I2



(19) 日本国特許庁(JP) (11) 特許番号

第 2 8 0 0 9 0 5 号

(45) 発行日 平成10年(1998)9月21日 (24) 登録日 平成10年(1998)7月10日

(51) Int. Cl.<sup>8</sup> 識別記号  
H 0 3 H 9/64 F 1 H 0 3 H 9/64 Z

請求項の数 1 0 (全 5 3 頁)

(21) 出願番号	特願平4-32270	(73) 特許権者	00005223 富士通株式会社
(22) 出願日	平成4年(1992)2月19日	(72) 発明者	佐藤 良夫 伊形 理
(65) 公開番号	特開平5-183380	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社
(43) 公開日	平成5年(1993)7月23日	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社
(54) 優先権主張番号	平成4年(1992)2月25日	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社
(54) 優先権主張国	日本 (JP)	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社
(31) 優先権主張番号	特願平3-281694	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社
(32) 優先権主張国	日本 (JP)	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社
(33) 優先権主張国	日本 (JP)	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社
(34) 優先権主張国	日本 (JP)	(72) 発明者	伊形 理 富士通株式会社

最終頁に続く

(54) 発明の名称 弾性表面波フィルタ

(57) 特許請求の範囲

【請求項1】 所定の共振周波数 (f<sub>0</sub>) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器 (2.1) を並列列 (2.2) に、第1の共振器の反共振周波数 (f<sub>0a</sub>) に略一致する共振周波数 (f<sub>0b</sub>) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器 (2.3) を並列列 (2.4) に配してなる格子型の弾性表面波フィルタにおいて、

第1の弾性表面波共振器 (2.1) に直列にインダクタ性要素 (2.5) を付加した構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項2】 所定の共振周波数 (f<sub>0</sub>) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器 (2.1) を並列列 (2.2) に、第1の共振器の反共振周波数 (f<sub>0a</sub>) に略一致する共振周波数 (f<sub>0b</sub>) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器 (2.3) を並列列 (2.4) に配してなる格子型の弾性表面波フィルタにおいて、

第1の弾性表面波共振器 (R<sub>1</sub>, A<sub>1</sub>) に直列にインダクタンス (L<sub>1</sub>) を付加し、且つ第1の弾性表面波共振器の開口長 (A<sub>0</sub>) を、第1の弾性表面波共振器の開口長 (A<sub>0</sub>) より長く定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項3】 所定の共振周波数 (f<sub>0</sub>) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器 (R<sub>1</sub>, A<sub>1</sub>) に直列にインダクタンス (L<sub>1</sub>) を付加し、且つ第1の弾性表面波共振器 (R<sub>1</sub>, B<sub>1</sub>) の対数 (N<sub>1</sub>) を、第2の弾性表面波共振器 (R<sub>2</sub>, B<sub>2</sub>) の対数 (N<sub>2</sub>) より多く定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

(2) 特許 2 8 0 0 9 0 5

ある。

【0003】 弾性表面波フィルタは上記の仕様の満たすような特性であることが必要であり、具体的には、■通過帯域幅が比帯域幅にして2%以上と広いこと、■損失が1.5~2.0dB以下と低いこと、■抑圧度が20dB~30dB以上と高いことが必要とされる。

【0004】 この要求を満たすため、弾性表面波フィルタは、従来のトランスバース型に代わって、弾性表面波素子を共振器として用い、これを格子型に構成した共振器型が希望されている。

【0005】 従来の技術 図70は、特開昭52-19044号に記載されている弾性表面波フィルタ1の等価回路を示す。

【0006】 このフィルタ1は、並列列2に弾性表面波共振器3を配置し、並列列4に弾性表面波共振器5を配置し、且つ並列列4の共振器5の等価並列容量C<sub>0m</sub>を並列列2の共振器3の等価並列容量C<sub>0m</sub>より大とした構成である。

【0007】 このフィルタ1は、図71に略6で示す特性を有する。

【0008】 発明が解決しようとする課題 上記のフィルタ1において、後述するように等価並列容量C<sub>0m</sub>を大とすると、矢印7で示すように抑圧度を高めることが出来る。しかし、この容量C<sub>0m</sub>を増やすと、矢印8で示すように通過帯域幅が狭くなり、且つ矢印9で示すように損失が増え、特性は略10で示す如くになってしまう。

【0009】 抑圧度を20dB以上としようとして、通過帯域幅は比帯域幅にして1%以下となってしまう。上記の自動車携帯電話の仕様を満たすことができないという。

【0010】 そこで、本発明は、通過帯域幅の拡大と通過帯域幅の抑圧度の向上を同時に達成することが出来る弾性表面波フィルタを提供することを目的とする。

【0011】 問題を解決するための手段 図1は本発明の弾性表面波フィルタ200の原理構成を示す。

【0012】 21は第1の一端子弾性表面波共振器であり、所定の共振周波数f<sub>0</sub>を有し、並列列22に配してある。

【0013】 23は第2の一端子弾性表面波共振器であり、第1の共振器21の反共振周波数f<sub>0a</sub>に略一致する共振周波数f<sub>0b</sub>を有し、並列列24に配してある。

【0014】 25はインダクタンスであり、第1の共振器21に直列に付加してあり、並列列22に配してある。

【0015】 【作用】 一端子対弾性表面波共振器を並列列と並列列とにもつ回路がフィルタ特性を有する原理

始めに、上記原理については、本特許の原理説明にも必要であるため、ここで詳しく述べる。

【0016】共振回路がフィルタ特性を示すか否かを評価するには、イメーヂパラメータによる方法が理解し易い。この方法は脚取等による「フィルタの理論と設計」(産経出版：エレクトロニクス選書、1974年発行)に詳しく述べられている。

【0017】以下これを基にして原理を述べる。

【0018】フィルタ特性を示す基本的な梯子型回路を図2に示す。同図において斜線のブラックボックスが弾\*10

$$\exp(\gamma) = \sqrt{V_1 \cdot I_1 / V_2 \cdot I_2} \quad \dots (1)$$

【0022】で定義されるイメーヂ伝送量 $\gamma$  (複素数) ※ [0023] 〔数6〕

$$\tanh(\gamma) = \tanh(\alpha + j\beta)$$

$$= \sqrt{(BX/C) \times (AX/D)} \quad \dots (2)$$

【0024】の式において、この式で表される値が虚数 ★A=1

であれば図2の二端子対回路全体は通過特性を示し、実 20 B=jx

数であれば減衰特性を示す。ここに、A、B、C、Dの

記号は図2の回路全体をF行列で表した時の四端子定数

であり、それぞれを前述のx、bで表すと以下のよう

なる。 [0026] ★ [数7]

【0025】 [数7]

$$\tanh(\gamma) = \sqrt{bx/(bx-1)} \quad \dots (4)$$

【0027】(4)式より、 $0 < bx < 1$ 、即ちbとxが同符号で小さな値の時、図2の回路全体は通過特性を示し、 $bx < 0$ または $bx > 1$ の時、即ちbとxが異符号またはbとx積が大きな値の時、減衰特性を示すことが分かる。

【0028】ここでさらにbとxの周波数特性を定性的に知るために、弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性を調べる。

【0029】一端子対弾性表面波共振器を図3(A)に示されるような梯形電極40で構成される(日経エレクトロニクス誌1976年11月29日号のP. 76～P. 98に記載)。

【0030】41は電極対、42は開口長(交差幅)、43は梯形電極間隔である。

【0031】この梯形電極は抵抗分を無視すると一般に図3(B)に示されるような等価回路45で表される。ここにC<sub>0</sub>は梯形電極の静電容量、C<sub>1</sub>、L<sub>1</sub>は等価定数である。

【0032】この等価回路45を、以下、図3(C)に示す記号46で表す。

【0033】図4(A)・(B)は夫々梯形電極を図3(b)のような等価回路で表した時のインピーダンス及びアドミタンスの周波数依存性を定性的に示す。

る。ここでfr、faは図3(B)の等価回路定義を使

って式から決定できる。 [数8]

$$fr = 1/2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_1 \cdot X_{L1}} \quad \dots (5)$$

$$fa = fr \cdot \sqrt{(1+1/\gamma)} \quad \dots (6)$$

$$\gamma = C_0/C_1 \cdot \text{容量比} \quad \dots (7)$$

【0039】比帯域幅( $\Delta f/f_0$ )は主にfr、faの差から決まってしまうため、(6)、(7)式を使い次のように表される。

【0040】

$$\Delta f/f_0 = 2(fa - fr)/(fa + fr)$$

$$\approx 2/(4\gamma + 1) \quad \dots (8)$$

上式から明らかなように $\gamma$  (容量比)が比帯域幅を決める重要な因子となる。しかし、この値は特開昭52-1

9044号公報にも記載されているように、梯形電極を形成する基板材料の種類によりほぼ決まってしまう。例

えば材料の電気機械結合係数が小さなSTカット水晶で

は、 $\gamma$ は1.300以上となるのに対し、電気機械結合係数が大きな36° Y-cut-X伝搬LiTaO<sub>3</sub>では、

$\gamma$ は1.5位の値になる。比帯域幅は(8)式より、STカット水晶では0.04%、36° Y-cut-X伝搬LiTaO<sub>3</sub>では3.3%となる。従って、基板材料が決まれば比帯域幅はほぼ決定してしまう。

【0041】そして、帯域外抑制度を高めるため、特開昭52-19044号に記載されているように、等価並列容量C<sub>0m</sub>を大とすると、比帯域幅はどんどん狭くなって

しまう。

【0042】これを図6を使って詳しく説明する。前述の原理説明からも明らかなように並列共振器のfrとfaを固定したまま、アドミタンス値を大きくしていくと(アドミタンス値を増加するには $\gamma$ を一定にしたまま梯形電極の開口長または対数を増やして静電容量C<sub>0</sub>を大きくしていく)、図6(A)に示すように帯域外ではbとx積が増加するため減衰量は増え特性は良くなるが、中心周波数の近傍ではbとx積が正で増加するためbとx>1の傾斜が直ぐ、結果として $0 < bx < 1$ なる通過域が狭まって帯域が十分取れなくなる。この様子を

図6(B)中の矢印で表す。

【0043】(通過帯域幅の改善)以上の点を解決する一つの手段として、■直列共振器の共振器が若しくは並列共振器の共振器がどちらかなくとも一方の共振器のfrとfaとの差を広げ、かつ■そのインピーダンス値若しくはアドミタンス値を大きくするという2つの条件を満たすことが必要である。インピーダンス値やアドミタンス値を大きくする理由は、帯域外減衰量を大きくするためである。これが実現できれば、通過帯域を広げつつ若しくは狭くすることなく、帯域外減衰量を改善できることになる。

【0044】まず、■の条件である共振器のfr、fa 50

【0038】

【数8】

$$fr = 1/2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_1 \cdot X_{L1}} \quad \dots (5)$$

$$fa = fr \cdot \sqrt{(1+1/\gamma)} \quad \dots (6)$$

$$\gamma = C_0/C_1 \cdot \text{容量比} \quad \dots (7)$$

の差を広げる方法としては、一端子対弾性表面波共振器に直列にインダクタンスLを付加する方法が有効である。図7(A)、(B)に一端子対弾性表面波共振器に直列にLとして8nHを接続した時のインピーダンス及びアドミタンスの周波数変化を示す。計算に用いた弾性表面波共振器の等価回路の各定数は同図に示す。

【0045】図7(A)中、線50は、Lを付加する前のインピーダンス特性を示す。線51は、Lを付加した後のインピーダンス特性を示す。

【0046】図7(B)、線52はLを付加する前のアドミタンス特性を示す。線53は、Lを付加した後のアドミタンス特性を示す。

【0047】図7(A)より、Lを付加することによってfrとfaの間隔は広がっていることが分かる。この場合では約30MHz拡大した。この理由は、同図

(A)のインピーダンスの周波数特性から明らかなように、直列にLが加わることでインピーダンスだけのインピーダンスが+側へ、 $\omega L$ 分だけ引上げられる結果、frがfr'へと変化したためである。この時faはほとんど動かない。インピーダンスの逆数であるアドミタンスも同じ理由から同図(A)に示すように変化する。この場合も、frがfr'へと変化していることが明確に

わかる。

【0048】次に■の条件であるが、アドミタンス値は図7(B)からも明らかなようにLを付加することで大きくくなっている。しかし、インピーダンス値は図7(A)に示すように帯域外では逆に小さくなっている。従って、直列共振器の共振回路にこの方法を適用する場合はインピーダンス値を大きくする方法が更に必要とする。それには直列に共振器の同じ弾性表面波共振器を接続することにより解決できる。

【0049】図8中、線55は、一つの共振器のインピーダンス特性を示す。線56は、n個の共振器を直列に接続した場合の共振部分のインピーダンス特性を示す。【0050】図8に示すように、n個の共振器を接続することにより共振部のインピーダンス値はn倍になる。一方faとfrの差については、Lを繋いだ時の共振周波数の振りがfr'と、1個の共振器の場合のfr'よりやや狭くなるものの、Lを繋がない時よりもfaとfrの差は大きくとれる。もし必要であればLの値を増やすことによりfrとfaとの差はさらに大きくなる。

【0051】通過帯域幅を拡大する2つ目の手段とし

て、図44に示すように並列共振回路の反共振周波数 $f_{ap}$ と直列共振周波数 $f_{rs}$ を略一致させるのではなく、 $f_{rs} > f_{ap}$ とする方法が考えられる。

[0052] 但し、 $f_{rs} > f_{ap}$ とした場合、図44にも示すように中心周波数近傍で $b \times 0$ となつて、前述の逆通域条件を満たさなくなり、損失とリプルが増加する危険がある。

[0053] しかし、 $f_{rs} - f_{ap} = \Delta f$ としての $\Delta f$ の大きさを制御することで、実質上、損失増加、並びにリプル増加を抑制して通帯領域の拡大を実現することが可能である。また、 $\Delta f$ の拡大により、帯域が即座度の改変も同時に実現することができ。

[0054] 詳細は実施例11で後述する。

[0055]

[実施例] 以下、本発明の内容を具体的な実施例により説明する。実施例はほとんどシミュレーションにより行つた。そこで、まず本発明に用いたシミュレーションについて簡単に述べるとともに、シミュレーションの正当性を証明するために、実験との比較を示す。

[0056] 図3 (B) に示した等価回路は一端子対弾性表面波共振器の特性を簡略にシミュレーションできるが、共振器を構成する誘電体電極の対数、開口長、電極膜厚などの変化並びに反共振器の効果等を正確にシミュレーションする必要がある。そこで発明者等が既に開発したところのスキームの等価回路を基本にこれを転送行列で表す方法を用い、共振器へ応用した (O. Ikata et al.: 1990 ULTRASONIC SYMPOSIUM Proceedings, vol. 1, pp83-86, (1990). を参照、これを文献 (1) とする。)

[0057] 図9 (A) は並列側に一端子対弾性表面波共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。

[0058] 図9 (B) は、並列側に、材料がAl-2%Cu、膜厚が1600Åの矩形電極よりなる一端子対弾性表面波共振器を配し、更にこの共振器に長さ3mmのボンディングワイヤ ( $L=1.5\text{mm}$ ) を接続した場合、実験の結果を示す。

[0059] 図9 (A), (B) を比較すると、開口長変化による共振点 (図中 $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ ,  $f_{r3}$ で示した) の動きや共振点近傍での減衰量について、実験値と計算値が良く一致していることが分かる。

[0060] 図10 (A) は、直列側に共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。後述する実験で用いたボンディングワイヤがやや大きかったため、シミュレーションでは、その共振容量として、0.5pFのコンデンサを考慮している。

[0061] 図10 (B) は、直列側に共振器を接続した場合の実験の結果を示す。

[0062] 図10 (A), (B) を比較すると、反共振周波数 $f_{a1}$ ,  $f_{a2}$ ,  $f_{a3}$ が開口長に依存しない点や、反共振周波数近傍での減衰量の変化など実験値と

良く一致していることがわかる。

[0063] 従つて、これらを組み合わせた時のフィルタ特性も実験と良く一致することは明らかであり、以降の実施例はシミュレーションで行つた。

[0064] (実施例1) 図11は、本発明の第1実施例になる弾性表面波フィルタ60を示す。

[0065] 現在、国内の自動車・携帯電話の仕様のなかで1つの例をあげると、93.3.5MHzを中心周波数として、 $\pm 8.5\text{MHz}$ の範囲が移動機器の送信帯域で、そこから $-5.5\text{MHz}$ 離れた87.8.5MHzを中心周波数として、 $\pm 8.5\text{MHz}$ の範囲が受信帯域という仕様がある。

[0066] 本実施例は、上記の移動機器の送信側フィルタに適するように設計してある。後述する他の実施例も同様である。

[0067] 直列側61に一端子対弾性表面波共振器 $R_2$ 及び $R_4$ が配してある。  
[0068] 並列側62, 63, 64に夫々一端子対弾性表面波共振器 $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_5$ が配してある。

[0069]  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ はインダクタンスであり、夫々共振器 $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_5$ と接続して並列側62, 63, 64に配してある。

[0070] 共振器 $R_1 \sim R_5$ は、図3 (A) に示す矩形電極構造を有する。  
[0071] 対数は100、開口長は80 $\mu\text{m}$ である。

[0072] 材料は、Al-2%Cuであり、膜厚は3.000Åである。  
[0073] また、矩形電極の周期が適宜定められており、並列側62, 63, 64中の各共振器 $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_5$ の共振周波数は、912MHz、反共振周波数は934MHzとしてある。

[0074] 直列側61中の各共振器 $R_2$ ,  $R_4$ の共振周波数は934MHz、反共振周波数は962MHzとしてある。

[0075] インダクタンス $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ は共に4nHである。  
[0076] 上記構成の弾性表面波フィルタ60は、図12中、線65で示す通帯特性を有する。

[0077] インダクタンス $L_1$ が2nH、6nHの場合、図11のフィルタ60の通帯特性は、夫々図12中、線66, 67で示す如くなる。

[0078] 図12に基つて、通帯帯域側に對するL依存性を表わすと、図13 (A) の線70で示す如くなる。ここで、最小挿入損失から $-3\text{dB}$ 以下かつ減衰量のレベルにおける周波数幅を、通帯帯域とした。

[0079] 同様に、図12に基つて、通常帯域外抑圧に對するL依存性を表わすと、図13 (B) の線71で示す如くなる。

[0080] 図12より分かるように、Lをあまり大きくすると、中心周波数から5.5MHz低周波側の抑圧

傾斜が充分とれなくなつてしまふ。そこで、Lは上記のように4nHとしてある。

[0081] なお、Lの値は、フィルタの仕様に依つて適宜に選択されるものである。

[0082] 図70に示す従来のフィルタ1の通帯特性は、図12中線68で示す如くなる。

[0083] 図12中、本実施例のフィルタ60の通帯特性 (線65) を従来のフィルタの通帯特性 (線68) と比較すると、本実施例のフィルタ60は、従来のフィルタに比べて、矢印75で示すように通帯帯域幅が広く、矢印76で示すように通帯帯域外の抑圧度が高く、しかも矢印77で示すように損失が低いことが分かる。

[0084] 図14及び図15は、図11の弾性表面波フィルタ60を実現した弾性表面波フィルタ装置80を示す。

[0085] 81はセラミックパッケージ、82はフィルタチップ、83はアースとして機能する蓋である。  
[0086] セラミックパッケージ81はアルミナセラミック製であり、サイズは5.5 $\times$ 4mm<sup>2</sup>の高さが1.5mmと小さい。

[0087] このセラミックパッケージ81にはAl製の電極端子84- $\sim$ 84-gが形成してある。  
[0088] フィルタチップ82は、 $\text{LiTaO}_3$ 製であり、サイズは2 $\times$ 1.5mm<sup>2</sup>の厚さが0.5mmである。

[0089] このフィルタチップ82の表面に、対数が100、開口長が80 $\mu\text{m}$ 、材料がAl-2%Cu、膜厚が3.000Åの矩形電極構造を有する共振器 $R_1 \sim R_5$ が、互いに弾性表面波の伝播路を共有しないように、ずらして配置してある。

[0090] またフィルタチップ82の表面には、ボンディング用端子としての、二つの信号線用端子85-a, 85-b及び三つのアース用端子85-c, 85-d, 85-eが形成してある。

[0091] 86-a $\sim$ 86-gはボンディングワイヤであり、Al又はAu製であり、径が25 $\mu\text{m}$ φであり、夫々端子84-a $\sim$ 84-gと端子85-a $\sim$ 85-gとにボンディングされて接続してある。

[0092] このうち、ワイヤ86-a, 86-bは夫々図11中の直列側61の一部61a及び61bを構成する。

[0093] ワイヤ86-cはアース用電極端子84-aと85-aとの間に接続してあり、ワイヤ86-dは別のアース用電極端子84-aと85-aとの間に接続してある。

[0094] このワイヤ86-e $\sim$ 86-gは長さが共に2.0mmと長い。

[0095] このように、細くて長いワイヤは高周波の理論によれば、インダクタンスを持つ。

[0096] 空中リボンインダクタの理論式 (倉石：理工学講座、(例題)円周ベクトル波回路 東京電機大学出版局のP199に記載) によれば、上記のワイヤ86-a, 86-b, 86-cのインダクタンスは約1nHとなる。

[0097] 4nHのインダクタンスを得るためにはこれでは不十分であり、後述する図40及び図41に示すようなセラミックパッケージとフィルタチップ上のLを利用した。

[0098] このようにして、図11中のインダクタンス $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ を構成する。

[0099] (実施例2) 図16は本発明の第2実施例になる弾性表面波フィルタ90を示す。

[0100] 図中、図11に示す構成部分と対応する部分に同一符号を付す。

[0101] 直列側61内の共振器 $R_2$ の開口長 $A_s$ は、80 $\mu\text{m}$ である。

[0102] 並列側62には、共振器 $R_1$ とインダクタンス $L_1$ とが直列に接続されて配してある。

[0103] 共振器 $R_1$ は開口長 $A_p$ が120 $\mu\text{m}$ である。

[0104] 開口長 $A_p$ は、開口長 $A_s$ より長く、開口長 $A_s$ の1.5倍である。

[0105] なお、共振器 $R_1$ 及び $R_1$ の対数 $N_p$ ,  $N_s$ は共に100であり、等しい。

[0106] このフィルタ90は、図17中、線91で示す通帯特性を有する。

[0107] この通帯特性を線65で示す図11のフィルタ60の通帯特性と比較すると、通帯帯域幅を狭えずに、矢印92で示すように、通帯帯域外抑圧度が改善されていることが分かる。

[0108] 図18は、図16の構成のフィルタの通帯特性の開口長依存性を示す。

[0109] 同図 (A) は、図16に示すようにLが付加されている場合、図42に示すようにLが付加されていない場合において、夫々の直列側共振器の開口長 $A_s$ に對する並列側共振器の開口長 $A_p$ の比 $A_p/A_s$ と、帯域外抑圧度の関係を示す。

[0110] 帯域外抑圧度は、4nHのインダクタンスLが付加されている場合には、線92で示す如くなる。インダクタンスLが付加されていない場合には、線93で示す如くなる。

[0111] 同図 (B) は、 $A_p/A_s$ と通帯帯域幅との関係を示す。

[0112] 通帯帯域幅は、4nHのインダクタンスLが付加されている場合には、線95で示す如くなり、インダクタンスLが付加されていない場合には、線96で示す如くなる。

[0113] 図18 (A), (B) より、以下のことが分かる。

【0114】 並列共振器 $R_{1a}$ の開孔長 $A_p$ を並列共振器 $R_2$ の開孔長 $A_s$ より長くすることにより、帯域外抑圧度が増える。

【0115】 並列共振器 $R_2$ にインダクタンス $L_1$ を付加することにより、インダクタンスを有しない場合に比べて、共振器 $R_{1a}$ の開孔長 $A_p$ の増大の効果が大きくなり、しかも帯域幅の劣化も殆ど無い。

【0116】 以上のことから、上記実施例のフィルタ90は、図11のフィルタ60に比べて、通過帯域幅は何ら狭くせずに、通過帯域外抑圧度が増えた通過特性を有することが分かる。

【0117】 実施例3 図19は本発明の第3実施例による弾性表面波フィルタ100を示す。

【0118】 図中、図11及び図16に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付す。

【0119】 並列共振器 $R_2$ の対数 $N_s$ は10である。

【0120】 並列共振器 $R_{1a}$ とインダクタンス $L_1$ とが直列に接続されて配してある。

【0121】 共振器 $R_{1a}$ は、対数 $N_p$ が1.50であり、共振器 $R_2$ の対数 $N_s$ よりも多く、その1.5倍である。

【0122】 なお、共振器 $R_2$ 及び $R_{1a}$ の開孔長 $A_s$ 、 $A_p$ は共に $80\mu\text{m}$ であり、等しい。

【0123】 このフィルタ100は、図20中、線101で示す通過特性を有する。

【0124】 この通過特性を、線65で示す図11のフィルタ60の通過特性と比較すると、通過帯域幅を狭めることなく、矢印102で示すように、通過帯域外抑圧度が改善されていることが分かる。

【0125】 また、図17中線91で示す図16のフィルタ90の通過特性と比較すると、損失劣化が少ないことが分かる。

【0126】 従って、本実施例のフィルタ100は、図11のフィルタ11に比べて、通過帯域幅を狭くせず、通過帯域外抑圧度が増し、且つ図16のフィルタ90に比べて、損失劣化が少ない通過特性を有する。

【0127】 実施例4 図21は本発明の第4実施例による弾性表面波フィルタ110を示す。本実施例は、並列共振器 $R_2$ の共振周波数 $f_r$ と共振周波数 $f_p$ との差を拡大することによって通過特性を改善したものである。

【0128】 図中、図11に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付す。

【0129】 並列共振器 $R_1$ のうち、並列共振器62、63の間の部分に同じ共振器 $R_2$ が二つ直列に接続され、更にこれに並列に3nHのインダクタンス $L_s$ が付加してある。

【0130】 同じく、並列共振器61のうち、並列共振器64の間の部分に、同じ共振器 $R_2$ が二つ直列に接続さ

れ、更に、これに並列に3nHのインダクタンス $L_s$ が付加してある。

【0131】 並列共振器62には、一つの共振器 $R_2$ が配してある。

【0132】 同じく、並列共振器63には、一つの共振器 $R_2$ だけが配してある。

【0133】 同様に、並列共振器64には、一つの共振器 $R_2$ だけが配してある。

【0134】 このフィルタ110は、図22中、線111で示す通過特性を有する。

【0135】 ここで、インダクタンス $L_s$ 及び一の共振器 $R_2$ 、 $R_4$ の付加の効果について説明する。

【0136】 図21のフィルタ110より、インダクタンス $L_s$ と一の共振器 $R_2$ 、 $R_4$ とを削除すると、図42に示す従来のフィルタ1と同じになる。この状態の通過特性は、線68 (図12参照) で示す如くである。

【0137】 上記インダクタンス $L_s$ を追加すると、矢印112で示すように通過帯域幅が拡大すると共に、矢印113で示すように帯域外抑圧度が増えた。特に通過帯域幅についてみると、特に高周波側への拡大が大きくなり、高周波側に約1.5MHz帯域幅が拡大した。通過特性は、線114で示すごとくになった。

【0138】 この状態では、帯域外抑圧度は十分でない。そこで一の共振器 $R_2$ 、 $R_4$ を追加した。

【0139】 この一の共振器 $R_2$ 、 $R_4$ を追加すると、通過帯域幅を狭めることなく、矢印115で示すように、帯域外抑圧度が約5dB改善され、線111で示す通過特性となった。

【0140】 線111を線68と比較すると、矢印116で示すように損失も従来に比べて改善されている。

【0141】 なお、並列共振器61の共振器 $R_2$ 、 $R_4$ は夫々三個以上でもよい。

【0142】 また、図21中二点鎖線で示すように、並列共振器62～64に、インダクタンスを挿入してもよい。

【0143】 実施例5 図21は本発明の第5実施例による弾性表面波フィルタ120を示す。

【0144】 図中、図11に示す構成部分と同一部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0145】 並列共振器62のインダクタンス $L_1$ のインダクタンス値は4nHである。

【0146】 別の並列共振器63のインダクタンス $L_2$ のインダクタンス値は5.5nHである。

【0147】 更に別の並列共振器64のインダクタンス $L_3$ のインダクタンス値は7nHである。

【0148】 このように、各並列共振器62～64のインダクタンス $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ のインダクタンス値を異ならしめることによって、フィルタ120は、図24中、線121で示す通過特性となる。

【0149】 ここで、インダクタンス $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ のインダクタンス値が全て4nHと等しい図11のフィルタ6

0の通過特性と比較してみる。

【0150】 このフィルタ60は、図24中、線65で示す通過特性 (図12参照) を有する。

【0151】 本実施例のフィルタ120の通過特性は、上記フィルタ60の通過特性に比べて、通過帯域幅を何れも狭くなく、矢印122で示すように通過帯域外抑圧度が高められる。

【0152】 通過帯域より低周波側に注目してみると、フィルタ60にあっては902MHz付近に一の減衰極123しかなかったものに対して、875MHzと892MHzの二箇所に減衰極124、125が発生している。

【0153】 これにより、二つの減衰極124、125との間の周波数帯域126が阻止域127となる。

【0154】 実施例6 図25は本発明の第6実施例による弾性表面波フィルタ130を示す。本実施例は、損失の低下を図ったものである。

【0155】 図中、図11に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0156】 並列共振器62の弾性表面波共振器 $R_{1a}$ は、図26に示すように共振極131と、この両側に反射器132、133を配した構成である。

【0157】 反射器132、133は共振極131と反射器132、133との中心間距離 $d$ を次式 $d = (n + \frac{1}{2}) \cdot \lambda$  (ここで、 $n$ は適当な整数、 $\lambda$ は1以下の波数、 $\lambda$ は共振周波数に対応した弾性表面波の周期である) で表わすとき、 $\beta = 0.4$ としたときの位置に配してある。

【0158】 上記反射器132、133の対数は、50である。

【0159】 反射器を備えた共振器 $R_{1a}$ は、図25に示すように「\*」を追加した記号で表わす。

【0160】 他の並列共振器63、64の共振器 $R_{1a}$ 、 $R_{1b}$ も、上記の共振器 $R_{1a}$ と同様に、反射器を備えた構成である。

【0161】 上記構成のフィルタ130は、図27中線134で示す通過特性を有する。

【0162】 この通過特性は、図11のフィルタ60の通過特性 (線65で示す) に比べて、矢印135で示すように、通常帯域の挿入損失が低減されている。

【0163】 ここで、リップル $r_{1p}$ は、図26に示すように並列共振器131の両側に反射器132、133を配置したことによって発生したものである。

【0164】 ここで、反射器132、133の配置位置を上記のように定めた理由について説明する。

【0165】 上記式において、 $\beta$ を0から0.5まで変化させてリップル $r_{1p}$ の幅への影響は、図28中線1\*

$Q = Z_0 / Z_m = V_0 / V_m = 1 + k^2 / 2 + \alpha(t) \dots (9)$

( $V_0$ ,  $V_m$ : 自由表面及び電極下での音速、 $k^2$ : 電気機械結合係数) とし、 $\alpha(t)$ を電極厚 $t$ に比例するバ

50

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、

ラメータとしてこれを変化させた。

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、

\*40で示す如くなる。

【0166】 同図中、点141がリップル幅が最小の点であり、このときの $\beta$ が0.4である。

【0167】 このことから、 $\beta$ を0.4に定めてある。

【0168】 図29は、図25のフィルタ130を表現した弾性表面波フィルタ装置150を示す。

【0169】 図中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0170】 132、133、151、152、153、154は夫々反射器である。

【0171】 次に、第1の一端と弾性表面波共振器の變形例について説明する。

【0172】 図30は一の變形例を示す。

【0173】 この共振器 $R_1$ 、 $R_2$ は、共振極131の両側に、反射器として、電気的負荷が矩格型の弾性電極160、161を配した構成である。

【0174】 図31は、別の變形例を示す。

【0175】 この共振器 $R_1$ 、 $R_2$ は、共振極131の両側に反射器として、ストリップアレイ型電極165、166を配した構成である。

【0176】 実施例7 図32は本発明の第7実施例になる弾性表面波フィルタ170を示す。本実施例は、実施例6と同様に損失の低下を図ったもので、図中、図21に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0177】 フィルタ170は、図21のフィルタ110のうち、各並列共振器62、63、64の弾性表面波共振器 $R_{1a}$ 、 $R_{1b}$ 、 $R_{1c}$ を夫々図26に示すように共振極131の両側の $\beta$ が0.4で定まる位置に反射器132、133を配した構成である。

【0178】 このフィルタ170によれば、図22中線111で示す特性よりも、通過帯域の損失が少なく、且つリップルも抑えられた通過特性が得られる。

【0179】 実施例8 本実施例は、図27中のリップルを取り除くことを目的としたものである。

【0180】 まず、前記反射器付加時に現れるリップルを効果的に取り除く手段について述べる。

【0181】 発明者等は、リップルの現れ周波数位置と電極厚との関係をシミュレーションにより調べた。

【0182】 シミュレーションでは電極厚増加の効果は電極下の音響インピーダンス $Z_m$ と自由表面の音響インピーダンス $Z_0$ との比を大きくしていくことで電極厚の増加は質量が増加することであり、これはその質量音響インピーダンスの不連続量の増加に比例すると考えられるためである従って、

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、

ラメータとしてこれを変化させた。

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、

【0183】 こうするとフィルタの中心周波数 $f_0$ は、



4.5 (C) で示すように約2.1 dBとなり、従来の図4.5 (A) に比べて2 dBの改善が見られる。

[0235] この時に前述のb x 積はどのような値になっているのかを図4.5 (C) のΔf = 1.9 MHz の場合を例に開く。

[0236] まず、図4.2の並列共振器を弾性表面波共振器と直列共振器を構成する弾性表面波共振器を個別に作成し、図4.6 (A)、(B) で示すような回路構成で、並列共振器はアドミタンスを、直列共振器はインピーダンスをそれぞれ測定した。測定はネットワークアナライザを使用して行ない、各々のS<sub>21</sub>を測定した。そして、その値を図4.6 (A)、(B) に示す式に代入し、インピーダンスZ<sub>1</sub>、及びアドミタンスY<sub>1</sub>を求めた。

[0237] その結果、図4.7に示すような周波数特性を得た。この特性はアドミタンス、インピーダンスの虚数部のみ、即ちb またはxの値である。

[0238] これよりb x 積の値を計算するとその周波数特性は図4.8のようになる。

[0239] 同図からfap < f < frs の範囲ではb x 積が負で小さな値をとっていることがわかる。

[0240] b x 積の絶対値の最大値 | b x<sub>max</sub> | は後述するように

$$Z_s = jX = \frac{-j(\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{\omega C_{os}(\omega_{as}^2 - \omega^2)} \quad \dots (11)$$

$$Y_p = jB = \frac{j\omega C_{os}(\omega_{as}^2 - \omega^2)}{(\omega_{rs}^2 - \omega^2)} \quad \dots (12)$$

[0249] となる。ここで、  
[0250] \*

$\omega_{rs} = 2\pi f_{rs} = 1/\sqrt{C_{11}L_{11}}$  : 直列共振器の共振周波数

$\omega_{as} = 2\pi f_{as} = \omega_{rs}\sqrt{1+1/\gamma}$  : 直列共振器の反共振周波数

$\omega_{rs} = 2\pi f_{rs} = 1/\sqrt{C_{11}L_{11}}$  : 並列共振器の共振周波数

$\omega_{as} = 2\pi f_{as} = \omega_{rs}\sqrt{1+1/\gamma}$  : 並列共振器の反共振周波数

$\gamma = C_{os}/C_{11} = C_{os}/C_{11}$  : 容量比 (基板に固有の値をとる)

[0251] である。

[0252] (11)、(12) 式よりb x 積を求める

$$b_x = -\frac{C_{os} \cdot (\omega_{as}^2 - \omega^2)}{C_{11} \cdot (\omega_{rs}^2 - \omega^2)} \cdot (\omega_{rs}^2 - \omega^2) \quad \dots (13)$$

[0254] となる。

[0255] (13) 式のb x に極値を与える角周波数

ωは ∂(b x) / ∂ω = 0 から求め、それは、

[0241]  
[数9]

$$f = \sqrt{f_{ap} \times f_{rs}}$$

[0242] の時に与えられ、本実施例では0.06であった。即ち | b x<sub>max</sub> | 値がこの値以下であれば、前述した挿入損失の劣化及び帯域内リップルが共に1 dB以下と小さく抑えられることがわかる。

[0243] Δf > 1.9 MHz とすると、| b x<sub>max</sub> | 値も増加し、損失劣化、帯域内リップルが共に1 dB以上となり実用的ではない。

[0244] 従って、| b x<sub>max</sub> | 値が特性劣化の上限の指標となり、Δf の許容値を定める。

[0245] 以下に更に一般化して詳述する。

[0246] 図4.9に図3と同じように弾性表面波共振器をL Cの2重共振回路で近似して図2のように梯子型フィルタに組んだ時の等価回路図を示す。

[0247] 直列共振器の弾性表面波共振器のインピーダンスをZ<sub>s</sub>、並列共振器の弾性表面波共振器のアドミタンスをY<sub>p</sub>とすると、

[0248]

[数10]

[0241]  
[数9]

$$f = \sqrt{f_{ap} \times f_{rs}}$$

[0242] の時に与えられ、本実施例では0.06であった。即ち | b x<sub>max</sub> | 値がこの値以下であれば、前述した挿入損失の劣化及び帯域内リップルが共に1 dB以下と小さく抑えられることがわかる。

[0243] Δf > 1.9 MHz とすると、| b x<sub>max</sub> | 値も増加し、損失劣化、帯域内リップルが共に1 dB以上となり実用的ではない。

[0244] 従って、| b x<sub>max</sub> | 値が特性劣化の上限の指標となり、Δf の許容値を定める。

[0245] 以下に更に一般化して詳述する。

[0246] 図4.9に図3と同じように弾性表面波共振器をL Cの2重共振回路で近似して図2のように梯子型フィルタに組んだ時の等価回路図を示す。

[0247] 直列共振器の弾性表面波共振器のインピーダンスをZ<sub>s</sub>、並列共振器の弾性表面波共振器のアドミタンスをY<sub>p</sub>とすると、

[0248]

[数10]

$$\omega = \sqrt{\omega_{as} \cdot \omega_{rs}}$$

[0257] となる。

[0258] これを (13) 式に代入した値が通過帯域内のb x 積の絶対値の最大値となる。これを求めると \*

$$b_{x_{max}} = -\frac{C_{os} \cdot (1+1/\gamma)}{C_{11} \cdot (1+1/\gamma)} \quad \dots (15)$$

[0260] となる。

$$\Delta\omega = \omega_{rs} - \omega_{as} = 2\pi \cdot \Delta f \quad \dots (16)$$

である。

[0262] (15) 式をb x<sub>max</sub> とΔf / f<sub>rs</sub> の関係としてP = C<sub>os</sub> / C<sub>11</sub> をパラメータとしてプロットすると図5.0のようになる。

[0263] 同図において、先に実験的に求めたb xの積の許容値0.06以下という条件を図示すると斜線の★ [数15]

$$\alpha = 1 / (\sqrt{\gamma^2 + \gamma}) / 0.06 \quad \dots (17)$$

[0266] 容量比γは基板材料でさまじ、実験によれば、36° Yカット伝搬LiTaO<sub>3</sub>で約1.5であった。★ [数16]

$$\alpha = 6.67 \times 10^{-2} / (4.22 \sqrt{\gamma - 1}) \quad \dots (18)$$

[0269] となる。

[0270] P = 1の時、α = 0.02となり、f<sub>rs</sub> = 94.8 MHz の図4.5の実施例の場合でΔf = 1.9 MHz となり、(18) 式が成り立っていることが確認できる。

[0271] Δf を増大させる効果は、容量比γが小さい圧電基板材料、即ち電気機械結合係数の大きな基板材料に有効であり、そのような圧電基板材料に対して (17) 式を求めた。

[0272] γ値は電気機械結合係数k<sup>2</sup>の逆数に比例するため、36° YカットX伝搬のLiTaO<sub>3</sub>のγ値と、k<sup>2</sup> = 0.05の値を用いて、他の高い電気機械結合係数をもつ材料64° YカットX伝搬LiNbO<sub>3</sub> (k<sup>2</sup> = 0.11) と、41° YカットX伝搬LinbO<sub>3</sub> (k<sup>2</sup> = 0.17) のγ値を求めると、前者が6.8、後者が4.4である。尚これらのk<sup>2</sup>の値は文献 ("Applications for Piezoelectric Leaky Surface Wave" K. Yamamoto and M. Takeuchi, 1990 ULTRASONICS SYMPOSIUM Proceedings, pp11-18, 1990) を参照した。

[0273] なお、図5.1は容量比γと電気機械結合係数k<sup>2</sup>との関係を示す。

[0274] 同図の関係は36° Yカット伝搬LiTaO<sub>3</sub>のk<sup>2</sup>とγ値との値を使い、

[0275] [数17]

[0281] 個々の共振器は同サイズに反共振器2.42 (短絡型) をもった構造である。

[0282] 個々の共振器は1つれも開口長が180 μm、電極指の対数が50対、反共振器も50対である。

[0283] 電極指の周期のみ並列共振器と直列共振器とで変えてある。並列共振器の周期は1 p = 4.39 μm (パターン幅とギャップは1:1であるため、パターン幅は1 p / 4 = 1.1 μm)、直列共振器の周期はs = 4.16 μm (同様にパターン幅は1.5 p / 4 = 1.04 μm) である。

[0276] として求めたものである。

[0277] 図5.1の関係から、64° Y° カットと41° Y カットのX伝搬LiTaO<sub>3</sub>のγ値を求めることができ、前記と同じくそれぞれγ = 6.8、と4.4となる。

[0278] 実施例1.1の構成

ここで、図4.2及び図4.3に示す実施例の構成について説明する。

[0279] 2.41は36° Y-LiTaO<sub>3</sub>の圧電基板であり、1.5 × 2 × 0.5 mmの大きさである。

[0280] 入力側から順次に並列共振器 (R<sub>p1</sub>)、直列共振器 (R<sub>s1</sub>)、並列共振器 (R<sub>p2</sub>)、直列共振器 (R<sub>s2</sub>)、並列共振器 (R<sub>p3</sub>) の順で並んでいる。

[0281] 個々の共振器は同サイズに反共振器2.42 (短絡型) をもった構造である。

[0282] 個々の共振器は1つれも開口長が180 μm、電極指の対数が50対、反共振器も50対である。

[0283] 電極指の周期のみ並列共振器と直列共振器とで変えてある。並列共振器の周期は1 p = 4.39 μm (パターン幅とギャップは1:1であるため、パターン幅は1 p / 4 = 1.1 μm)、直列共振器の周期はs = 4.16 μm (同様にパターン幅は1.5 p / 4 = 1.04 μm) である。



【0284】それぞれの周期はそれぞれの共振器の共振周波数 ( $f_{rp}$ ,  $f_{rs}$ ) が所定の値 ( $f_{rp} = 89.3 \text{ MHz}$ ,  $f_{rs} = 94.2 \text{ MHz}$ ) となるように

$$\lambda_s = V_m / f_{rs} \text{ 及び } \lambda_p = V_m / f_{rp}$$

より決定したものである。ここで、 $V_m$  は電極厚  $3000 \text{ \AA}$  の時の  $36^\circ$  ヤカッタX伝搬  $\text{LiTaO}_3$  結晶の表面波の音速であり、実験的に  $V_m = 3920 \text{ m/s}$  と求められた。

【0285】上記構成の弾性表面波フィルタ240は、図45 (C) に示す広帯域で且つ低損失の通過特性を有する。

【0286】なお、 $\Delta f = 19 \text{ MHz}$  である。

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{F-1}) \quad *$$

【0292】となる。

【0293】 $41^\circ$  ヤカッタX伝搬  $\text{LiNbO}_3$  の場合

には、 $\gamma = 4.4$  であり、

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{F-1}) \quad *$$

【0295】となる。

【0296】 $\gamma$  値が小さくなる程、即ち電気機械結合係数が大きき基底になる程、 $\alpha$  は大きくなり、 $\Delta f$  を大きく広げても特性劣化は起りにくい。

【0297】【実施例12】図52は本発明の第12実施例となる表面波フィルタ250の回路構成図を示す。

【0298】図53は、図52の回路構成の弾性表面波フィルタを具体化した構造を示す。

【0299】図54及び図55は、図52, 53の弾性表面波フィルタの特性を示す。

【0300】■実施例の概要

説明の便宜上、まず本実施例の概要について説明する。

【0301】本実施例の弾性表面波フィルタは、直並列に弾性表面波共振器を接続し、これを複数個多段化した格子型の弾性表面波フィルタにおいて、直並列共振器1つずつからなる単位区間の間のイメージンピーダンスの整合を図り、各接続点での損失を減らす構成としたものである。

【0302】これにより、通過帯域における挿入損失を低減することが可能となる。

【0303】■発明の完成までの思考過程

次に、本発明の完成までの思考過程について説明する。

【0304】図56 (A), (B) に示すように少なくとも1個ずつの直列共振器と並列共振器の格子型接続により、バンドパス特性を得ることができ、なお、この一側ずつの直列共振器と並列共振器の格子型接続が、フィルタの単位区間となる。

【0305】この際、直列共振器の共振周波数と並列共振器の共振周波数は一致若しくは、通過帯域幅拡大の上から前者が後者より高い周波数を持つことが望まし

\* 【0287】図43中、 $\lambda_p$  だけを変えて  $4.35 \mu\text{m}$  とすると、 $\Delta f$  が  $10 \text{ MHz}$  となり、図45 (B) の特性が得られる。

【0288】尚、電極材料は  $\text{Al-Cu}$  合金であり、膜厚は  $3000 \text{ \AA}$  で、表面波が圧電基板  $241$  のX軸方向に伝搬するように配置してある。

【0289】次に、他の圧電基板を用いた場合の例について説明する。

【0290】 $64^\circ$  ヤカッタX伝搬  $\text{LiNbO}_3$  の場合には、 $\gamma = 6.8$  であり (17) 式は、

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{F-1}) \quad *$$

【0291】

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{F-1}) \quad *$$

※ 【0294】

【数19】

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{F-1}) \quad *$$

い。図56 (A), (B) の単位区間は互いに入出力端が直列接続であるから、二つのタイプがあり、これらを多段に接続したものは、図57 (A), (B), (C) に示すように3つのタイプに分類される。

【0306】図57 (A) は入出力端の一方が直列端で他方が並列端である場合 (対称型)、(B) は入出力端共に並列端である場合 (対称型)、同図 (C) は入出力端共に直列端である場合 (対称型) である。

【0307】このように多段化した場合、挿入損失、帯域外抑制度とともに単位区間の  $n$  倍となり、一般に挿入損失は悪くなるものの、帯域外抑制度は改善する。とくに単位区間の損失が0に近い場合はこの多段化は有効である。

【0308】しかしながら、単位区間同士の通過帯域におけるインピーダンス整合が適切でないと、挿入損失が理論的な  $n$  倍よりもさらに悪化する。

【0309】インピーダンス整合が適切でないと、単位区間の境界 (図57中の線  $1-1'$  から  $n-n'$  までの各境界) で電力の反射が起り、損失増加となるからである。

【0310】単位区間同士の電力反射を  $\Gamma$  とすると損失  $10 \log (1/\Gamma)$  となる。

【0311】従って単位区間同士のインピーダンス整合をはかり、境界での電力反射を抑えることにより、挿入損失の増加を極力抑えることが重要である。

【0312】次に、単位区間同士のインピーダンス整合を図る方法について説明する。

【0313】図58に示すように、一般に2つの異なる4端子定数 ( $F$  行列の4つの定数  $A, B, C, D$ ) をもつ回路同士を、インピーダンス整合を図って接続する場

合、境界  $b-b'$  からそれぞれの回路側を見たイメージンピーダンスが互いに等しいと置けば良い。

【0314】図58に示すように回路1側をみたイメージンピーダンス  $Z_{11}$  は、回路1の4端子定数  $A_1, B_1, C_1, D_1$  を用いて

$$Z_{11} = \frac{D_1 B_1 / C_1 A_1}{\dots} \quad (21)$$

【0316】同様に回路2側をみたイメージンピーダンス  $Z_{22}$  は、次のように表される。

$$Z_{22} = \frac{A_2 B_2 / C_2 D_2}{\dots} \quad (22)$$

【0318】これらのイメージンピーダンスは負荷抵抗 (純抵抗)  $R_0$  とは無関係に決まる。

【0319】(21) 式と (22) 式を等しいと置く \*

図59は、前述のインピーダンス整合条件を格子型回路の単位区間に適用した場合を示す。

【0321】図59 (A) は、インピーダンス整合が悪い接続方法で、(23) 式の条件を満たさない。

$$\Gamma = \frac{Z_1 Y_0}{2 + Z_1 Y_0} \quad (24)$$

【0324】となる。 $Z_1, Y_0$  は実際の素子では通過帯域でも完全に0とはならないため  $\Gamma$  も0にはならない。

【0325】これに比べ、図59 (B)、または図59 (C) は境界  $b-b'$  で (23) 式の条件を満たすため反射は0となり、損失は生じない。

【0328】となる。境界  $b-b'$  から右側をみたイメージンピーダンス  $Z_{11}$  も (22) 式から求めると、 $Z_{11}$  と等しくなることが分かる。

$$Z_{11} = \frac{Z_1 Y_0}{2 + Z_1 Y_0} \quad (25)$$

【0329】従ってインピーダンス整合がとれ、境界での反射係数は0となる。

【0330】図59 (C) も同様にインピーダンス整合がとれていることが証明される。

【0331】次に図59 (B), (C) のような接続法を利用して単位区間を多段接続する方法を考察する。

【0332】図60 (A) は、図59 (B), (C) の接続法を交互に繰り返して単位区間を  $n (> 2)$  段接続した回路を示す。このような接続方法をつかえば、前述の理由から何段接続しても各単位区間の電力反射は起こらない。

【0333】図60 (A) の構成で、互いに隣接しあう並列共振器同士、または直列共振器の共振器同士を加えて  $n$  とともにすると図60 (B) と等価になる。

【0334】この結果、最も入出力端に近い側のみがそれより内側の側に対して半分の大きさのインピーダンス値をもち、それより内側の側は、それより内側の直列共振器のインピーダンス値の半分となる。

【0335】図57で示した3種類の多段化の仕方に対してこの原理を適用すると、インピーダンス整合を図った接続法として、それぞれ図61 (A), (B), (C) の方法が得られる。

【0336】図61 (A) は図57 (A) に対応する整合化接続法で、入出力端のどちらから一方が直列端で、他方が並列端の場合である。この場合は、端部の直列共振器のインピーダンス値は、内側直列共振器のインピーダンス値の半分であり、また、他方の端部の並列共振器のアドミタンス値も、内側の並列共振器のアドミタンス値の半分である。

【0337】同様に図61 (B) は図57 (B) の、また図61 (C) は図57 (C) の整合化接続法である。

【0338】図61 (B) の場合は両端部が並列端の場合で、両端部の並列共振器のアドミタンス値は、それより内側の並列共振器のアドミタンス値の半分となっている。

【0339】図61 (C) の場合は両端部が直列端の場合で、両端部の直列共振器のインピーダンス値は、それより内側の直列共振器のインピーダンス値の半分となっている。

29

【0340】■実施例12の構成

次に、上記の考え方に基づき、本発明の第12実施例について説明する。

【0341】図52は本発明の第12実施例になる弾性表面波フィルタ250の基本構成を示す。

【0342】この弾性表面波フィルタを具体化すると、図53に示す如くなる。

【0343】3つの直列共振器  $(R_{s1}, R_{s2}, R_{s3})$  と3つの並列共振器  $(R_{p1}, R_{p2}, R_{p3})$  とから成り、それぞれ図52に示す等価回路のよ

うに接続されている。

【0344】これらの6つの共振器は共に開口長  $(90 \mu\text{m})$  が同じであり、且つ電極相対数  $(100\text{対})$  も同じである。

【0345】また、各共振器は同図に示すような短絡型の反射器を同側に有し、Qを高めている。

【0346】反射器の対数は100対程度である。

【0347】直列共振器  $(R_{s1} \sim R_{s3})$  はすべて同じ長さの電極指周期  $(\lambda_s)$  であり、 $\lambda_s = 4.19 \mu\text{m}$  である。

【0348】又、並列共振器  $(R_{p1} \sim R_{p3})$  の開口長は、これと異なる周期  $\lambda_p = 4.38 \mu\text{m}$  としてある。

【0349】比較の対象として、この構成に対する従来構成を図62に示す。

【0350】図52及び図62の両方について、インピーダンスZで示される直列側の一端子弾性表面波共振器の設計条件は、開口長  $90 \mu\text{m}$ 、対数100対である。

【0351】圧電基板結晶は、 $36^\circ\text{Y}$  カットX伝搬  $i\text{Tao}$  のを用い、その上に弾性表面波共振器として3.000AのA1金線の櫛形パターンが形成してある。

【0352】図54中、実線251は図53のフィルタ250の特性を示す。破線252は図62の従来のフィルタの特性を示す。両者より本実施例のフィルタ250の方が、低損失化されていることがわかる。特に通過帯域の両端での改善が大きい。

【0353】次に図62の従来のフィルタにおいて、単位区間(3)のアドミタンス  $Y_p$  で表される並列共振器のみ、対数を100対から80対に減らしてアドミタンス

$$Y_p = g + j \cdot b$$

$$Z_p = r + j \cdot x$$

$$r = \text{抵抗分}$$

$$x = \text{リアクタンス分}$$

$$\text{とする。}$$

$$【0368】このように仮定すると、g, b, r, xの$$

$$\text{周波数特性は図69のようになる。}$$

$$\text{※とする。}$$

$$\text{【0367】また直列共振器のインピーダンスを、}$$

$$\text{【0369】並列共振器のアドミタンス } Y_p \text{ のサセプタンス分b(図69中の点線)は、共振周波数fpで最大値をとり、そこで符号を+から-へ変え、反共振周波数fpで0(等)となり、fap以上で符号が再び+になる。少しづつ増大してゆく。}$$

※とする。

【0367】また直列共振器のインピーダンスを、

【0369】並列共振器のアドミタンス  $Y_p$  のサセプタンス分b(図69中の点線)は、共振周波数fpで最大値をとり、そこで符号を+から-へ変え、反共振周波数fpで0(等)となり、fap以上で符号が再び+になる。少しづつ増大してゆく。

【0368】このように仮定すると、g, b, r, xの周波数特性は図69のようになる。

【0369】並列共振器のアドミタンス  $Y_p$  のサセプタンス分b(図69中の点線)は、共振周波数fpで最大値をとり、そこで符号を+から-へ変え、反共振周波数fpで0(等)となり、fap以上で符号が再び+になる。少しづつ増大してゆく。

【0370】一方、 $Y_p$  のコンダクタンス分g(図69中の一点鎖線)は、同様にfapで最大値をとり、fapを越えたと急激に減少し、除々に0に近づいていく。

【0371】尚コンダクタンス分gは+の値しかとらない。

【0372】直列共振器のインピーダンス  $Z_p$  のリアクタンス分x(図69中の実線)は、アドミタンスとは逆に共振周波数fpで0となり、反共振周波数fpで最大値をとり、さらに+から-へ符号を変え、fas以上では-1から0へ近づいていく。

【0373】また、抵抗分rは0から徐々に増加してゆき、反共振周波数fasで最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。

【0374】rもgと同様に+の値しかとらない。

【0375】ここで、フィルタ特性を作るためには、前\*

31

【0370】一方、 $Y_p$  のコンダクタンス分g(図69中の一点鎖線)は、同様にfapで最大値をとり、fapを越えたと急激に減少し、除々に0に近づいていく。

【0371】尚コンダクタンス分gは+の値しかとらない。

【0372】直列共振器のインピーダンス  $Z_p$  のリアクタンス分x(図69中の実線)は、アドミタンスとは逆に共振周波数fpで0となり、反共振周波数fpで最大値をとり、さらに+から-へ符号を変え、fas以上では-1から0へ近づいていく。

【0373】また、抵抗分rは0から徐々に増加してゆき、反共振周波数fasで最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。

【0374】rもgと同様に+の値しかとらない。

【0375】ここで、フィルタ特性を作るためには、前\*

【0381】となる。

【0382】ここで、 $r > 0, g > 0$  であるので、(2.20)式はr, g共に増加するほど  $S_{21}$  は1より小さくなり、 $20 \log |S_{21}|$  で表される挿入損失も増大していく。

【0383】従って、r, gは共に0に近い程、挿入損失は小さいことになる。

【0384】次に、r, gは弾性表面波共振器を形成する櫛形電極のどのような部分から生じているのかを説明する。

【0385】ここで、図3(B)中、 $r_1$  をも考慮に入れて考える。

【0386】 $r_1$  は櫛形電極の電気抵抗分及び櫛形電極の各端部から基板内部へバルク波となつて漏れていく※

となる。

【0391】また、並列共振器の開口長を  $l_p$ 、対数★

となる。

【0392】従って、(28)式における挿入損失におき

$r + 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。

【0393】(31)式より、直列共振器は開口長  $l_p$  が短く、対数  $N_p$  が多い程、また、並列共振器は開口長  $l_p$  が長く、対数  $N_p$  が少ない程、損失低減に効果が

あることが分かる。特に、 $l_p / l_p < 1, N_p / N_p < 1$  である程、言い換えれば開口長は、直列共振器の

$r = 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。従って、 $(r_p / r_p) < 1$ 、即ち  $r_p < r_p$  50 であれば挿入損失の増大は抑制できる。

【0370】一方、 $Y_p$  のコンダクタンス分g(図69中の一点鎖線)は、同様にfapで最大値をとり、fapを越えたと急激に減少し、除々に0に近づいていく。

【0371】尚コンダクタンス分gは+の値しかとらない。

【0372】直列共振器のインピーダンス  $Z_p$  のリアクタンス分x(図69中の実線)は、アドミタンスとは逆に共振周波数fpで0となり、反共振周波数fpで最大値をとり、さらに+から-へ符号を変え、fas以上では-1から0へ近づいていく。

【0373】また、抵抗分rは0から徐々に増加してゆき、反共振周波数fasで最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。

【0374】rもgと同様に+の値しかとらない。

【0375】ここで、フィルタ特性を作るためには、前\*

【0381】となる。

【0382】ここで、 $r > 0, g > 0$  であるので、(2.20)式はr, g共に増加するほど  $S_{21}$  は1より小さくなり、 $20 \log |S_{21}|$  で表される挿入損失も増大していく。

【0383】従って、r, gは共に0に近い程、挿入損失は小さいことになる。

【0384】次に、r, gは弾性表面波共振器を形成する櫛形電極のどのような部分から生じているのかを説明する。

【0385】ここで、図3(B)中、 $r_1$  をも考慮に入れて考える。

【0386】 $r_1$  は櫛形電極の電気抵抗分及び櫛形電極の各端部から基板内部へバルク波となつて漏れていく※

となる。

【0391】また、並列共振器の開口長を  $l_p$ 、対数★

となる。

【0392】従って、(28)式における挿入損失におき

$r + 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。

【0393】(31)式より、直列共振器は開口長  $l_p$  が短く、対数  $N_p$  が多い程、また、並列共振器は開口長  $l_p$  が長く、対数  $N_p$  が少ない程、損失低減に効果が

あることが分かる。特に、 $l_p / l_p < 1, N_p / N_p < 1$  である程、言い換えれば開口長は、直列共振器の

$r = 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。従って、 $(r_p / r_p) < 1$ 、即ち  $r_p < r_p$  50 であれば挿入損失の増大は抑制できる。

32

【0370】一方、 $Y_p$  のコンダクタンス分g(図69中の一点鎖線)は、同様にfapで最大値をとり、fapを越えたと急激に減少し、除々に0に近づいていく。

【0371】尚コンダクタンス分gは+の値しかとらない。

【0372】直列共振器のインピーダンス  $Z_p$  のリアクタンス分x(図69中の実線)は、アドミタンスとは逆に共振周波数fpで0となり、反共振周波数fpで最大値をとり、さらに+から-へ符号を変え、fas以上では-1から0へ近づいていく。

【0373】また、抵抗分rは0から徐々に増加してゆき、反共振周波数fasで最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。

【0374】rもgと同様に+の値しかとらない。

【0375】ここで、フィルタ特性を作るためには、前\*

【0381】となる。

【0382】ここで、 $r > 0, g > 0$  であるので、(2.20)式はr, g共に増加するほど  $S_{21}$  は1より小さくなり、 $20 \log |S_{21}|$  で表される挿入損失も増大していく。

【0383】従って、r, gは共に0に近い程、挿入損失は小さいことになる。

【0384】次に、r, gは弾性表面波共振器を形成する櫛形電極のどのような部分から生じているのかを説明する。

【0385】ここで、図3(B)中、 $r_1$  をも考慮に入れて考える。

【0386】 $r_1$  は櫛形電極の電気抵抗分及び櫛形電極の各端部から基板内部へバルク波となつて漏れていく※

となる。

【0391】また、並列共振器の開口長を  $l_p$ 、対数★

となる。

【0392】従って、(28)式における挿入損失におき

$r + 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。

【0393】(31)式より、直列共振器は開口長  $l_p$  が短く、対数  $N_p$  が多い程、また、並列共振器は開口長  $l_p$  が長く、対数  $N_p$  が少ない程、損失低減に効果が

あることが分かる。特に、 $l_p / l_p < 1, N_p / N_p < 1$  である程、言い換えれば開口長は、直列共振器の

$r = 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。従って、 $(r_p / r_p) < 1$ 、即ち  $r_p < r_p$  50 であれば挿入損失の増大は抑制できる。

【0370】一方、 $Y_p$  のコンダクタンス分g(図69中の一点鎖線)は、同様にfapで最大値をとり、fapを越えたと急激に減少し、除々に0に近づいていく。

【0371】尚コンダクタンス分gは+の値しかとらない。

【0372】直列共振器のインピーダンス  $Z_p$  のリアクタンス分x(図69中の実線)は、アドミタンスとは逆に共振周波数fpで0となり、反共振周波数fpで最大値をとり、さらに+から-へ符号を変え、fas以上では-1から0へ近づいていく。

【0373】また、抵抗分rは0から徐々に増加してゆき、反共振周波数fasで最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。

【0374】rもgと同様に+の値しかとらない。

【0375】ここで、フィルタ特性を作るためには、前\*

【0381】となる。

【0382】ここで、 $r > 0, g > 0$  であるので、(2.20)式はr, g共に増加するほど  $S_{21}$  は1より小さくなり、 $20 \log |S_{21}|$  で表される挿入損失も増大していく。

【0383】従って、r, gは共に0に近い程、挿入損失は小さいことになる。

【0384】次に、r, gは弾性表面波共振器を形成する櫛形電極のどのような部分から生じているのかを説明する。

【0385】ここで、図3(B)中、 $r_1$  をも考慮に入れて考える。

【0386】 $r_1$  は櫛形電極の電気抵抗分及び櫛形電極の各端部から基板内部へバルク波となつて漏れていく※

となる。

【0391】また、並列共振器の開口長を  $l_p$ 、対数★

となる。

【0392】従って、(28)式における挿入損失におき

$r + 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。

【0393】(31)式より、直列共振器は開口長  $l_p$  が短く、対数  $N_p$  が多い程、また、並列共振器は開口長  $l_p$  が長く、対数  $N_p$  が少ない程、損失低減に効果が

あることが分かる。特に、 $l_p / l_p < 1, N_p / N_p < 1$  である程、言い換えれば開口長は、直列共振器の

$r = 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g$

$= l_p \cdot \rho_p / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_p) \cdot (N_p / N_p)$

$+ 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \dots (31)$

となる。従って、 $(r_p / r_p) < 1$ 、即ち  $r_p < r_p$  50 であれば挿入損失の増大は抑制できる。

【0396】なお、この場合 $1_p$ をあまり狭め過ぎると表面波の回折による損失が現れ、逆に $1_p$ を長くしすぎると抵抗率 $\rho_{\text{surf}}$ による並列共振器のQ低下を招き、低周波側の帯域幅が狭くなるため、その大きさには限度がある。

$$\begin{aligned} & r + 50 \cdot r \cdot g + 2500 \cdot g \\ & = 1_p \cdot \rho_{\text{surf}} / (N_p \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (1_p / t_p) \cdot (N_p / N_p) \\ & \quad (t_p / t_p) + 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t_p / (1_p \cdot \rho_{\text{surf}}) \dots (32) \end{aligned}$$

従って、 $1_p / t_p$ とすることで同様に損失を低減できる。

10 【0399】この他にも低抵抗率の異なる( $\rho_{\text{surf}}$ ,  $\rho_{\text{surf}}$ ) 2種類の金属膜からなる共振器を、直列共振と並列共振に配置してフイルタを作り、 $\rho_{\text{surf}} / \rho_{\text{surf}} < 1$ とすることも可能であるが、実際に素子をつくる場合、生産性を考慮すると理想的ではない。

【0400】■実施例15の構成  
次に、上記考え方を採用した実施例について説明する。

【0401】図65は本発明の第15実施例の弾性共振面波フイルタ2800の回路構成を示す。

【0402】図66は図65の回路構成を具体化した構成を示す。

【0403】用いた圧電基板241は $36^\circ$  YカットX LIT $\text{TaO}_3$ であり、電極材料は3000ÅのAl膜である。

【0404】従来は、直列共振と並列共振に、楕円電極の開口長 $1_p = 1_p = 90 \mu\text{m}$ 、短径 $N_p = N_p = 100$ に対しての $1_p$ に対し、本実施例では、直列共振を、 $1_p = 4$

$5 \mu\text{m}$ 、 $N_p = 200$ 対、並列共振を $1_p = 180 \mu\text{m}$ 、 $N_p = 50$ 対とした。 $1_p > 1_p$ であり、 $N_p > N_p$ である。また、 $1_p / 1_p = 0.25$ 及び $N_p / N_p = 0.25$ である。

【0405】この時、共振と開口長の積で形状的に決まる楕円電極の静電容量 $C_0$ は変わらないようにした。

【0406】図66の実例281が本実施例の特性。破線282が従来例の特性である。従来では損失が2.5dBであったものが本実施例により2.0dBとなり、本実施例により0.5dB以上改善した。即ち、フイルタの挿入損失が0.8dBで25%も改善された。

【0407】また、本実施例の場合、直列共振共振器の対数を増加したことにより、耐電力性も向上し、印加可能な最大電力が20%向上した。

【0408】以上の実施例の場合、 $1_p = 30 \mu\text{m}$ 以下で回折損が現れ始め、 $1_p = 300 \mu\text{m}$ 以上で低周波側の帯域幅が劣化が起り始めたことから、これらの値が限度であった。

【0409】以上、直列共振の電気抵抗を下げ、並列共振の電気抵抗を上げる(インダクタンスを下げる)ことにより、通過帯域の挿入損が改善されることは明らかである。

【0410】また、並列共振共振器の厚さを直列共振共振器

\* 【0397】さらに楕円電極を形成している金属膜の厚さを直列共振の方を $1_p$ 、並列共振の方を $1_p$ とすると(31)式は次のようになる。

【0398】

【0411】この構成によっても、上記実施例の場合と同様に、通過帯域の損失を少なくできる。

【0412】

【発明の効果】以上説明した様に、請求項1の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外挿圧度を高めることが出来、しかも通過帯域幅を広げることが出来、更には損失を低くすることが出来る。

【0413】請求項2の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外挿圧度を高めることが出来る。

【0414】請求項3の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外挿圧度を高めることが出来る。

【0415】請求項4の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外挿圧度を高めることが出来る。しかも、通過帯域幅を広げることが出来る。また、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外挿圧度を高めることが出来る。

【0416】請求項5の発明によれば、所望の周波数領域に減衰帯を新たに形成して、この部分の周波数領域を阻止域とすることが出来る。また、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外挿圧度を高めることが出来る。

【0417】請求項6の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅の損失を低減することが出来る。しかもリゾナルを小さく抑えることが出来る。

【0418】請求項7の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅の損失を低減することが出来る。しかもリゾナルを小さく抑えることが出来る。

【0419】請求項8又は9の発明によれば、通過帯域内に現われていたリゾナルを無くすることが出来る。

【0420】請求項10、11、12の発明によれば、第1の共振器に付加されるインダクタンスを容易に形成出来る。

【0421】請求項13乃至17の発明によれば、通過帯域外挿圧度及び通過帯域幅の損失を共に抑えることなく、従来のものに比べて通過帯域幅を拡大することが出来る。

【0422】請求項18乃至30の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域幅を広げることが出来る。且つ通過帯域の損失を小さくすることが出来る。

【0423】請求項31乃至33項記載の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外挿圧度及び通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域幅の損失を少なくすることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の弾性表面波フイルタの原理図である。

【図2】共振器を用いたフイルタ回路の基本構成を示す図である。

【図3】一端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図である。

【図4】一端子対弾性表面波共振器のインピーダンス及びフイルタの周波数特性を示す図である。

【図5】共振器近傍における弾性表面波共振器のインピーダンス特性及びそれらを接続してなる図1のフイルタのフイルタ特性を示す図である。

【図6】図42の従来の弾性表面波フイルタを説明する図である。

【図7】共振器にインダクタンスを直列に付加した場合の効果を説明する図である。

【図8】一端子対弾性表面波共振器を直列にn個接続した場合の効果を説明する図である。

【図9】並列共振共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図10】直列共振共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図11】本発明の弾性表面波フイルタの第1実施例の回路図である。

【図12】図11のフイルタの通過特性を示す図である。

【図13】並列共振共振器へのインダクタンス付加の効果を説明する図である。

【図14】図11の弾性表面波フイルタの構造をその断面図で示す図である。

【図15】図41中、XY-XY層に沿った断面図である。

【図16】本発明の弾性表面波フイルタの第2実施例を示す図である。

【図17】図16のフイルタの通過特性を示す図である。

【図18】並列共振共振器の開口長( $A_p$ )と直列共振共振器の開口長( $A_s$ )の比( $A_p/A_s$ )の増大効果を示す図である。

【図19】本発明の弾性表面波フイルタの第3実施例を示す図である。

【図20】図19のフイルタの通過特性を示す図である。

【図21】本発明の弾性表面波フイルタの第4実施例を示す図である。

【図22】図21のフイルタの通過特性を示す図である。

【図23】本発明の弾性表面波フイルタの第5実施例を示す図である。

【図24】図23のフイルタの通過特性を示す図である。

【図25】本発明の弾性表面波フイルタの第6実施例の回路図である。

【図26】図25中、第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図である。

【図27】図25のフイルタの通過特性を示す図である。

【図28】反射器設置位置 $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ の $\beta$ によるリゾナル幅の影響を示す図である。

【図29】図25の弾性表面波フイルタの構造をその断面図で示す図である。

【図30】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の一回折率を示す図である。

【図31】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の一回折率を示す図である。

【図32】本発明の弾性表面波フイルタの第7実施例を示す図である。

【図33】電極厚さ( $t$ )のリゾナル発生位置への効果を説明する図である。

【図34】並列共振共振器の反射器によるリゾナル( $r_p$ )が高周波減衰帯へ落ちたときの状態を示す図である。

【図35】共振器型フイルタの通過特性の厚さ依存性を説明する図である。

【図36】挿入損失及びリゾナル発生位置の厚さ依存性の実験の結果を示す図である。

【図37】本発明の弾性表面波フイルタの第8実施例の回路図である。

【図38】図37の共振器を適用した弾性表面波フイルタの通過特性を示す図である。

【図39】本発明の弾性表面波フイルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例を示す図である。

【図40】図11の弾性表面波フイルタのインダクタンスを実現する別の例を示す図である。

【図41】図11の弾性表面波フイルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図である。

【図42】本発明の弾性表面波フイルタの第11実施例の回路図である。

【図43】図42の回路を具体化した構成を示す図である。

【図44】 $f_{\text{op}} < f_{\text{rp}}$ としたときの弾性表面波共振器のインピーダンス特性を示す図である。

【図45】 $\Delta f \equiv f_{\text{rs}} - f_{\text{op}}$ を零から増加させたときの共振型フイルタの通過特性の変化を説明する図である。

【図46】弾性表面波共振器の特性測定法を説明する図である。

【図47】並列共振及び直列共振の各弾性表面波共振器のフ

ドミナンス及びインピーダンスの特性を示す図である。  
 【図48】  $b \times$  積の周波数依存性を示す図である。  
 【図49】 図42の回路の一部をLとCの等価回路で表した図である。

【図50】  $|b \times_{\max}|$  と  $\Delta f / f_{rs}$  との関係を示す図である。

【図51】  $k^2$  と  $\gamma$  との関係を示す図である。

【図52】 本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図である。

【図53】 図52の回路を具体化した構成を示す図である。

【図54】 図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図である。

【図55】 図63のフィルタ中、出力側  $Y_0$  を減少させた場合の特性を示す図である。

【図56】 1個の弾性表面波共振器を梯子型にした単位区間の回路図である。

【図57】 図56の単位区間を多段 (n 段) に接続してなる回路の回路図である。

【図58】 二つの4端子回路の接続とその境界を示す図である。

【図59】 単位区間同士の接合を示す図である。

【図60】  $n (> 2)$  段に単位区間を接続する方法を説明する図である。

【図61】 本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図である。

【図62】 従来の弾性表面波フィルタの回路図である。

【図63】 本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図である。

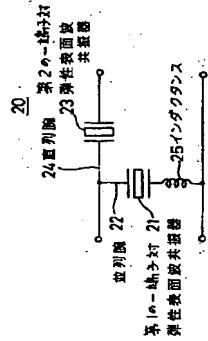
【図64】 本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図である。

【図65】 本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図である。

【図66】 図65の回路を具体化した構成を示す図である。

【図1】

本発明の弾性表面波フィルタの原理図



20

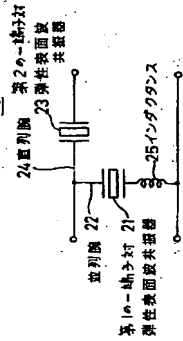
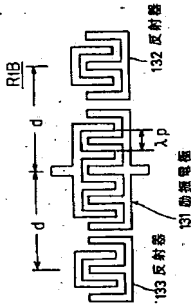


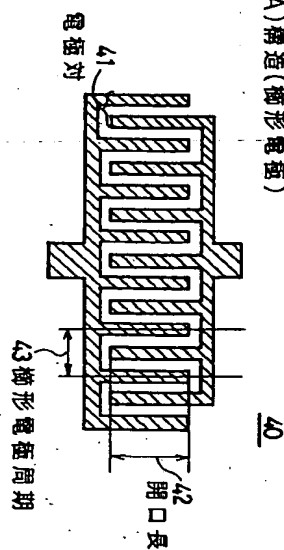
図25中、第10の一端子対弾性表面波共振器を示す図



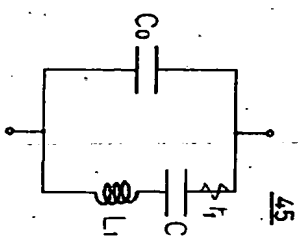
【図3】

1端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図

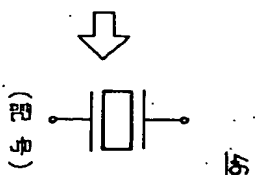
(A) 構造 (楕円形電極)



(B) 等価回路



(C)



【図46】

弾性表面波共振器の特性測定法を説明する図

【図33】

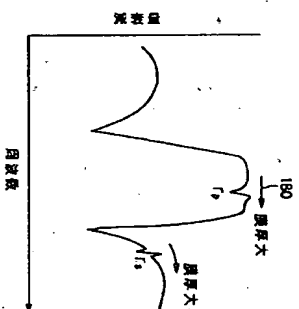
電圧電流(1)のラッパル再生位置への効果を示す図

(A) 直列回路を構成する弾性表面波共振器のインピーダンス測定

インピーダンス  $Z_s = 100 \left( \frac{1 - S_{21}}{S_{21}} \right) (\Omega)$

(B) 並列回路を構成する弾性表面波共振器のアドミタンス測定

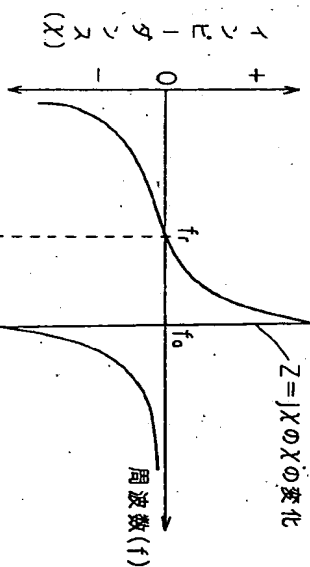
アドミタンス  $Y_p = \frac{1}{25} \left( \frac{1 - S_{21}}{S_{21}} \right) (S)$



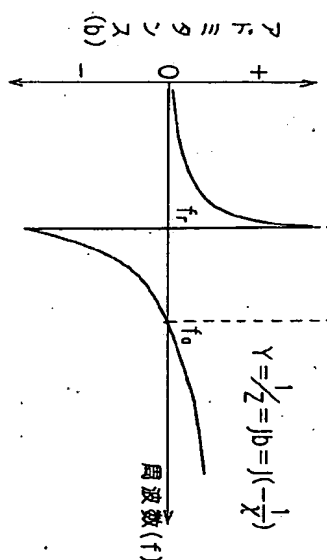
【図4】

1端子対弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性(定性的な変化)を示す図

(A) インピーダンス

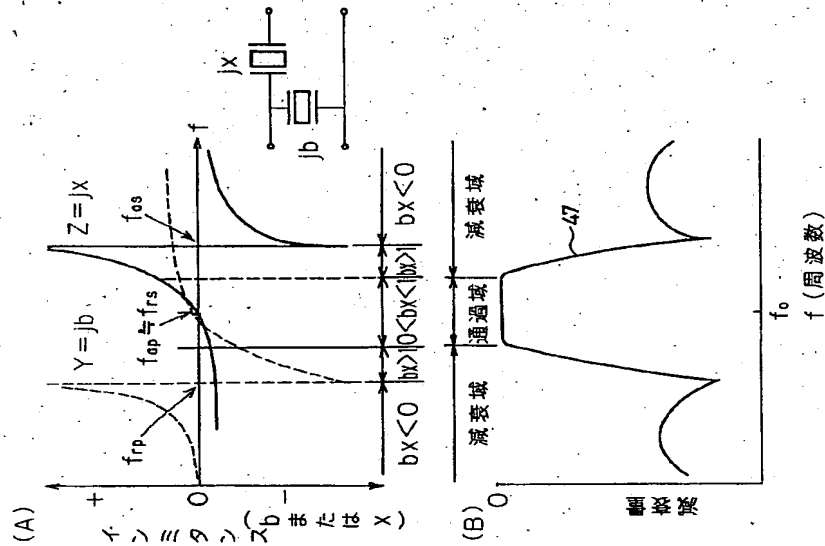


(B) アドミタンス



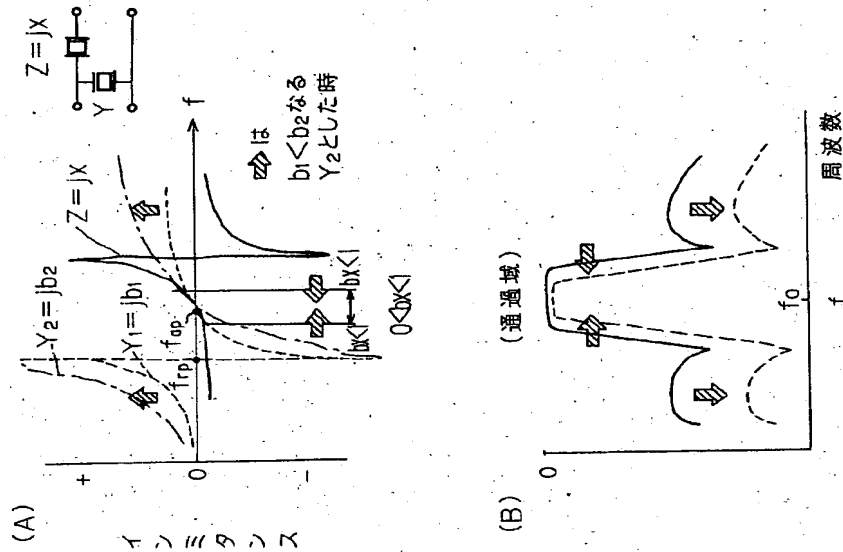
【図5】

共振周波数近傍における弾性表面波共振器のインミタンス特性及びそれらを接続してなる図10のフィルタのフィルタ特性を示す図



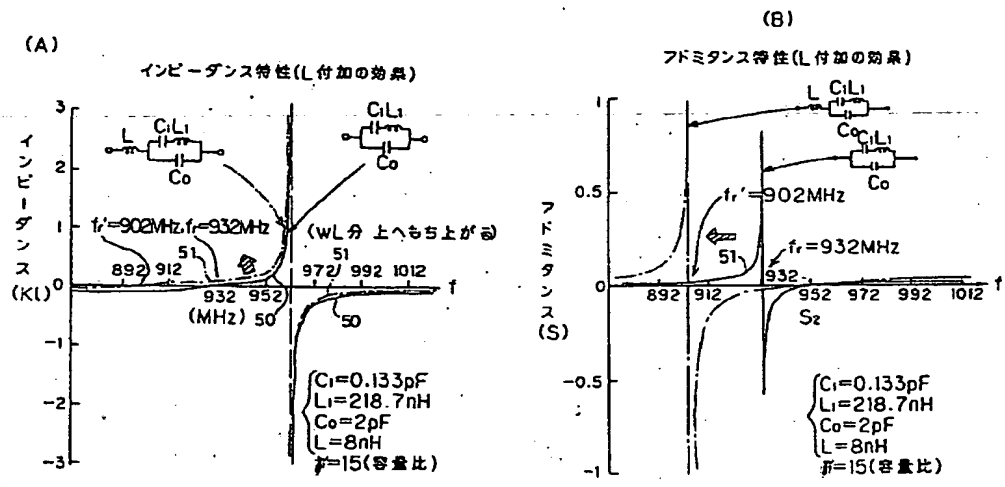
【図6】

図42の従来の弾性表面波フィルタを説明する図



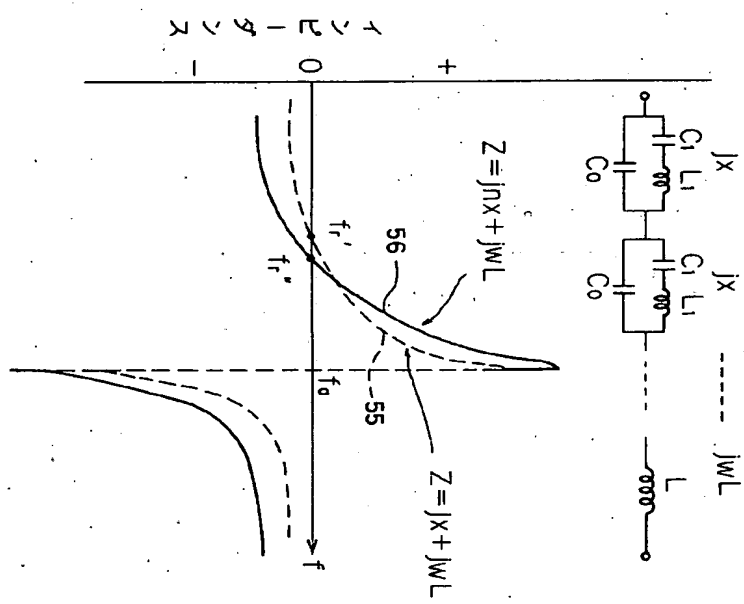
【図7】

共振器にインダクタンスを直列に付加した  
場合の効果を示す図



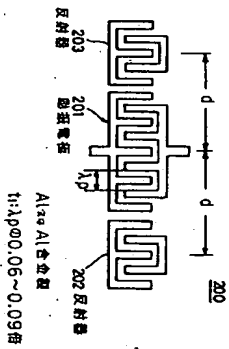
【図8】

1端子対弾性表面波共振器を  
直列にN個接続した場合の効果を示す図



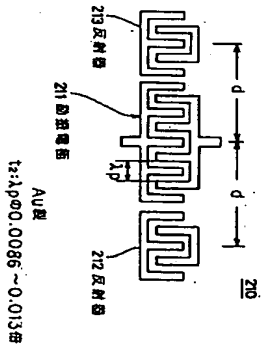
【図37】

本発明の弾性表面波フィルタの第8共振器の第10  
一端子対弾性表面波共振器の形状例を示す図



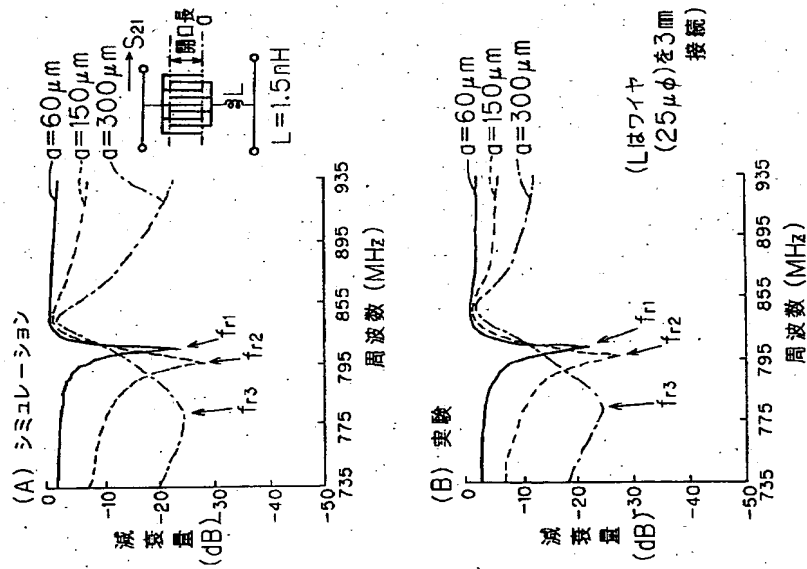
【図39】

本発明の弾性表面波フィルタの第8共振器の第10  
一端子対弾性表面波共振器の形状例を示す図



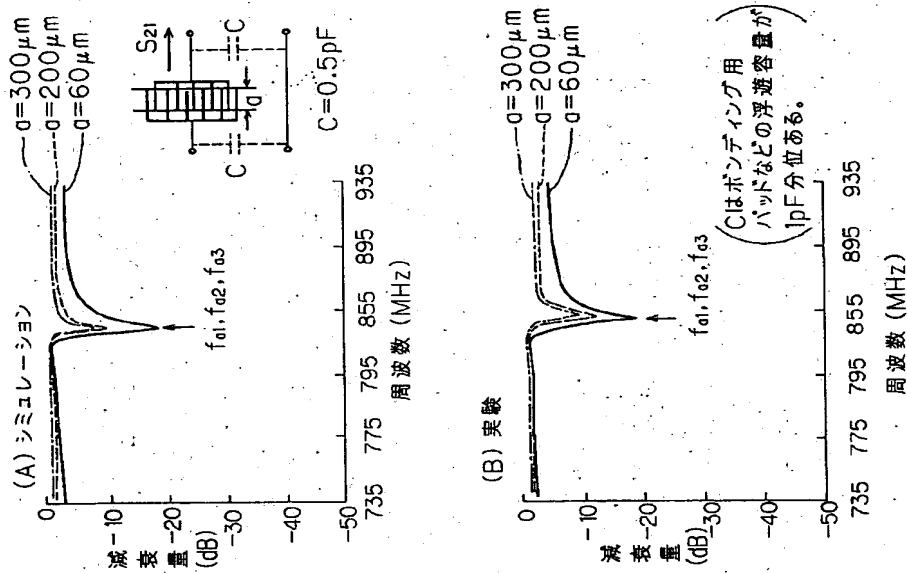
【図9】

並列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図



【図10】

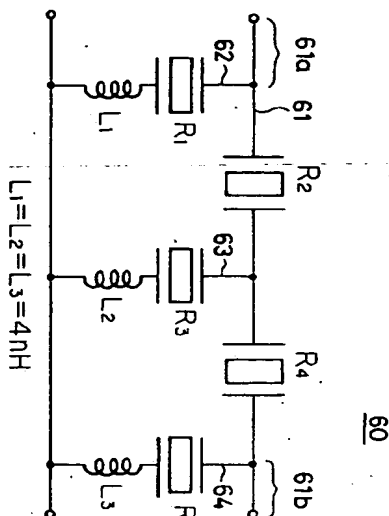
直列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図





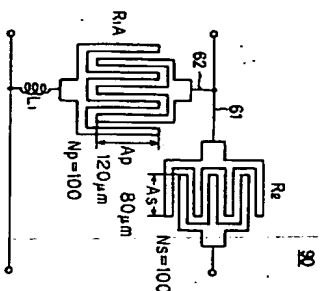
本発明の弾性表面波フィルタの  
第1実施例の回路図

【図11】



【図16】

本発明の弾性表面波フィルタの第2実施例を示す図



【図28】

反射係数位置 $d=(n+p)\lambda$ の $\beta$ による  
リップル幅への影響を示す図

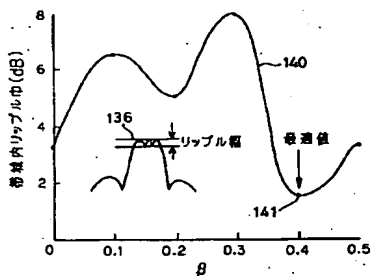
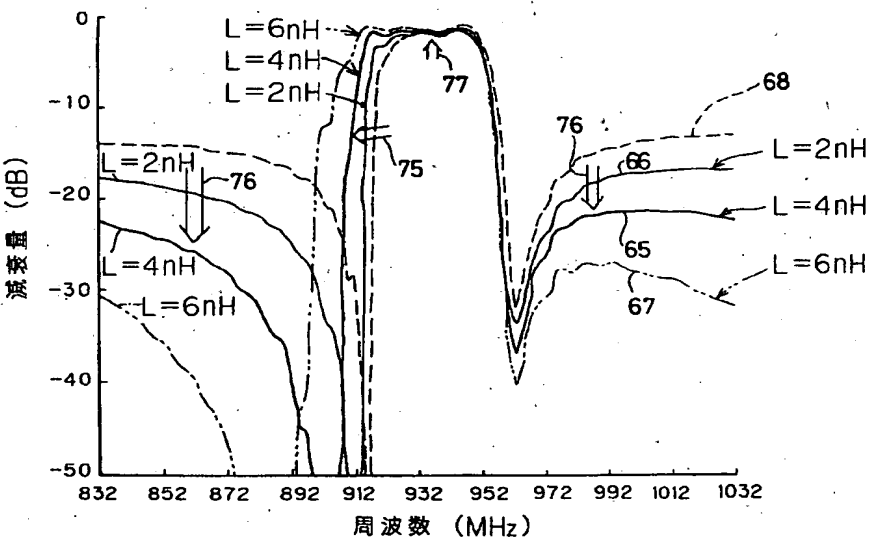


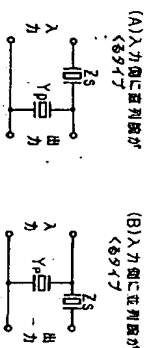
図11のフィルタの通過特性を示す図

【図12】



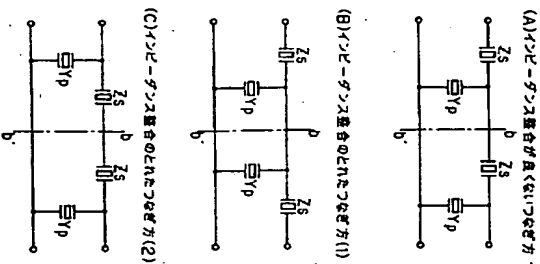
【図56】

図11の弾性表面波共振器を格子型にした  
単位区間の回路図



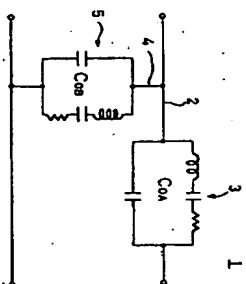
【図59】

単位区間同士の結合を示す図



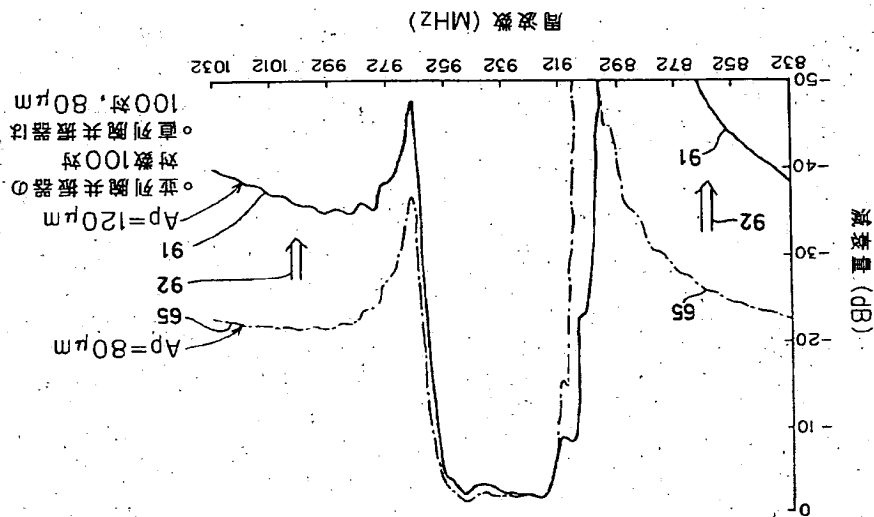
【図70】

従来の弾性表面波フィルタの例を示す図



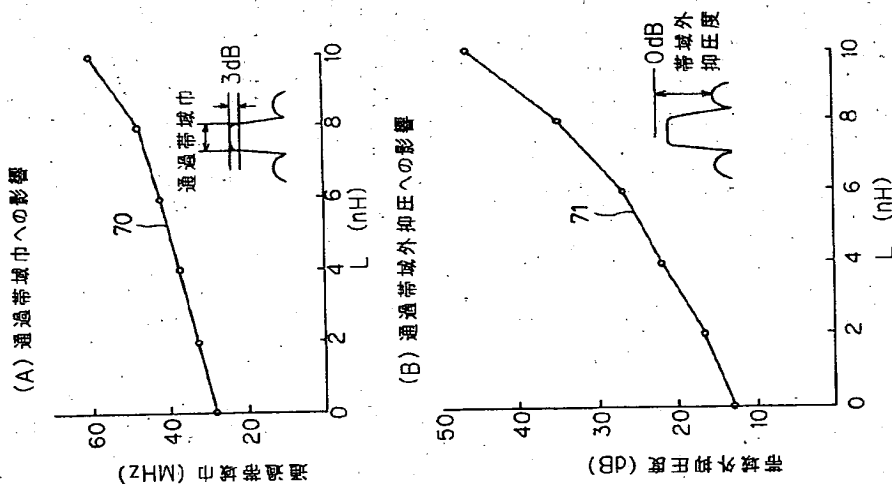
【図17】

図16のフィルタの通過特性を示す図



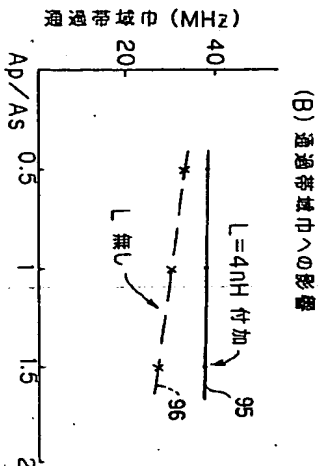
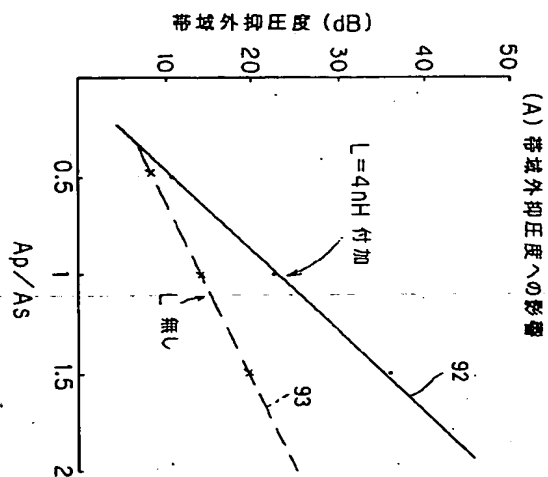
【図13】

並列共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図



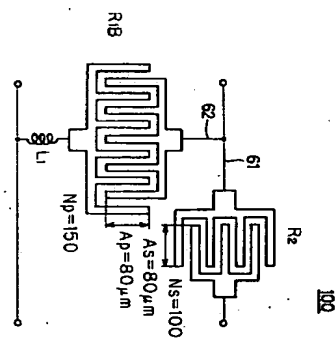
【図18】

並列腕共振器の開口長( $A_p$ )と直列腕共振器の開口長( $A_s$ )の比( $A_p/A_s$ )の増大効果を示す図



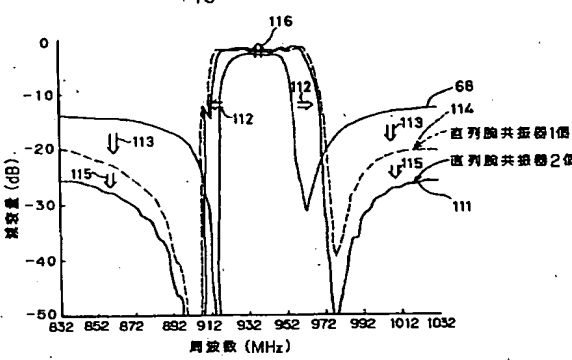
【図19】

本発明の誘性表面波フィルタの第3実施例を示す図



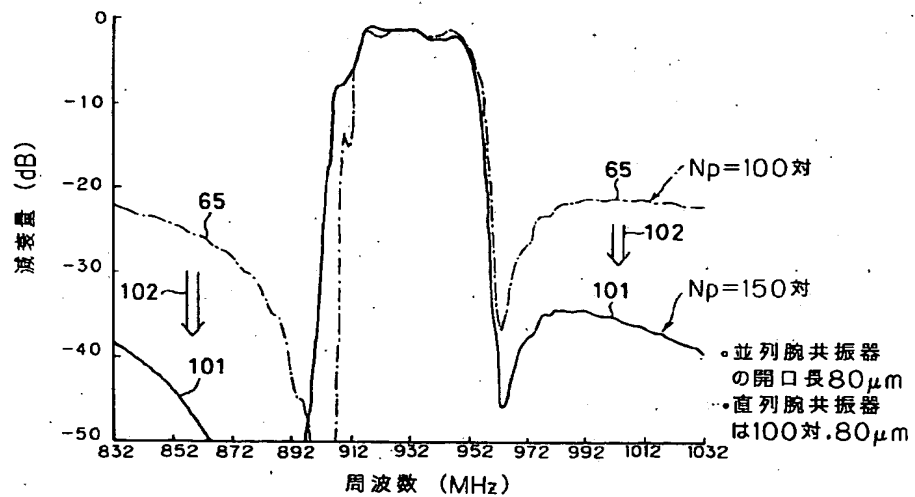
【図22】

図21のフィルタの通過特性を示す図



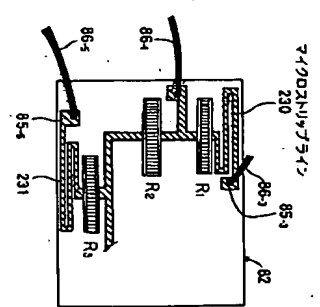
【図20】

図19のフィルタの通過特性を示す図



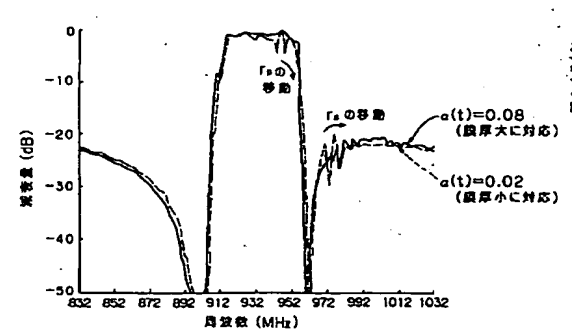
【図41】

図11の誘性表面波フィルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図



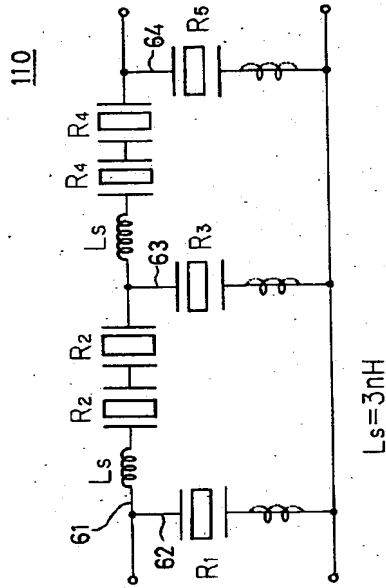
【図34】

並列腕共振器の反射面における  $\alpha(t) \times (p)$  が高周波共振器へ誘入される値 ( $\alpha(t)=0.08$  の時) を示す図



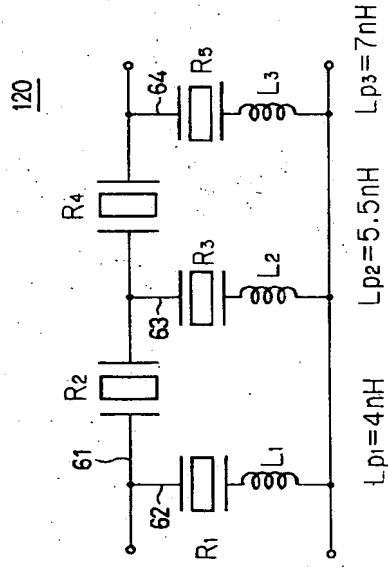
【図21】

本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図



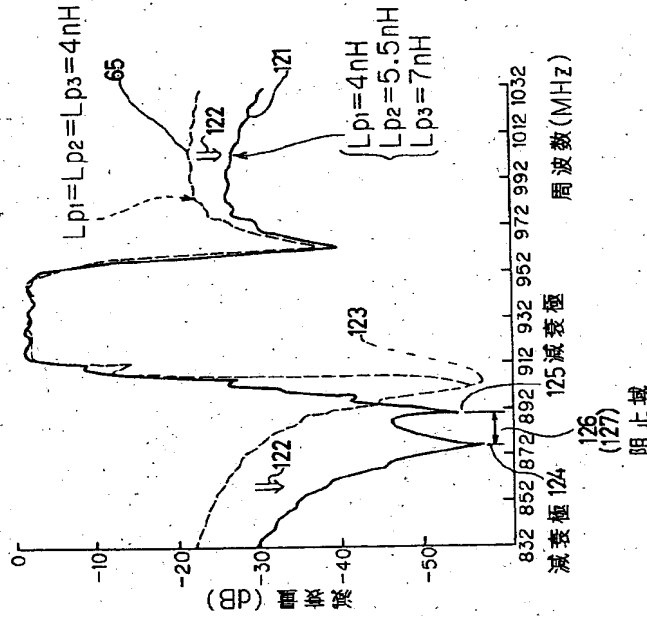
【図23】

本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図

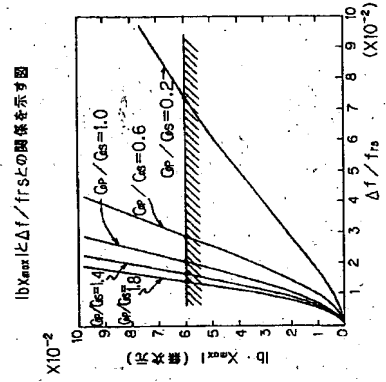


【図24】

図23のフィルタの通過特性を示す図



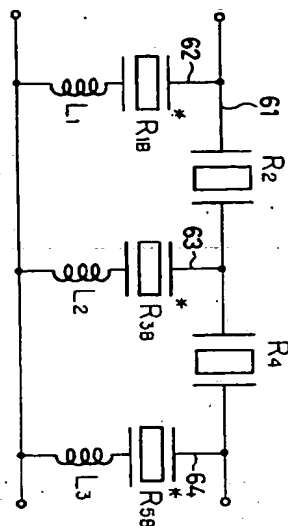
【図50】



【図25】

本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の回路図

130

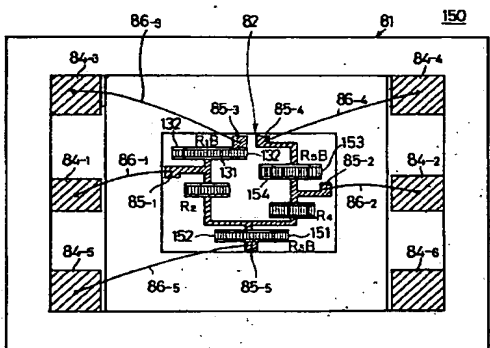
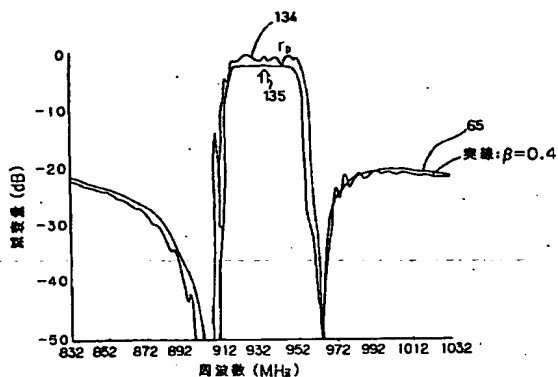


【図27】

【図29】

図25のフィルタの通過特性を示す図

図25の弾性表面波フィルタの構造をその断面を取り外した状態で示す平面図

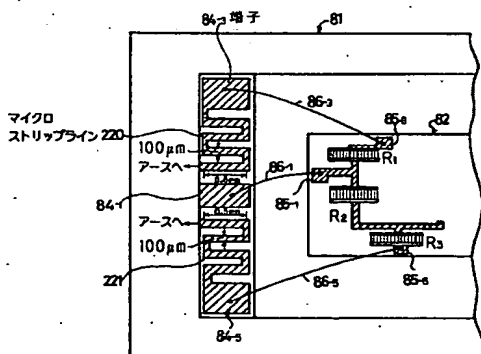
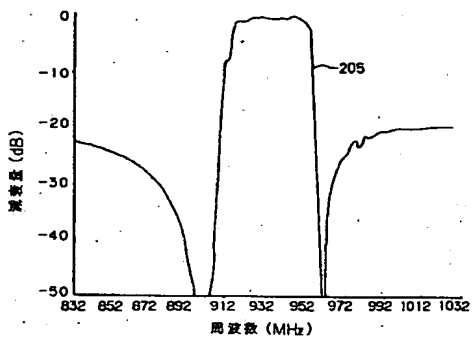


【図38】

【図40】

図37の実振替を適用した弾性表面波フィルタの通過特性を示す図

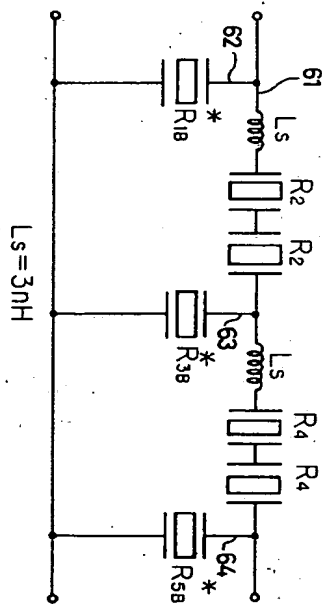
図40の弾性表面波フィルタのインダクタンスを取り外した例を示す図



【図32】

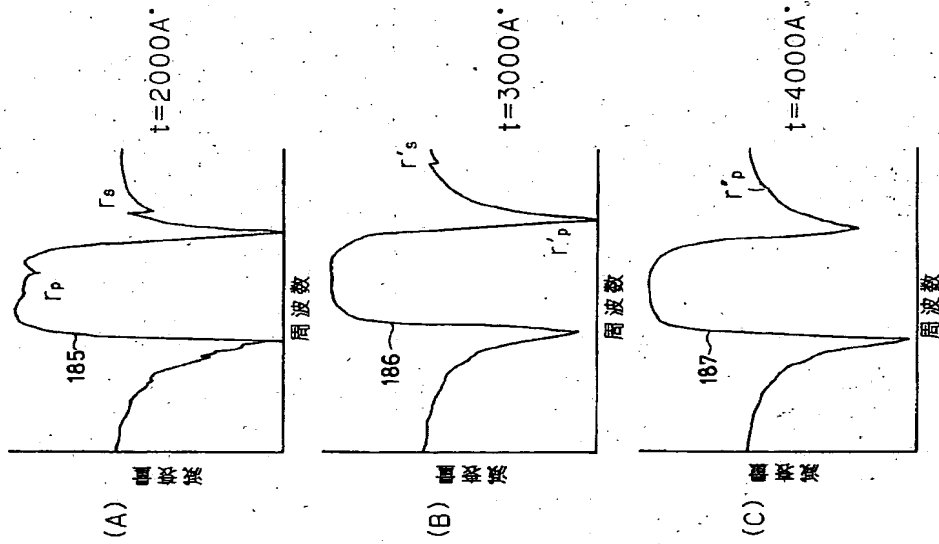
本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図

170



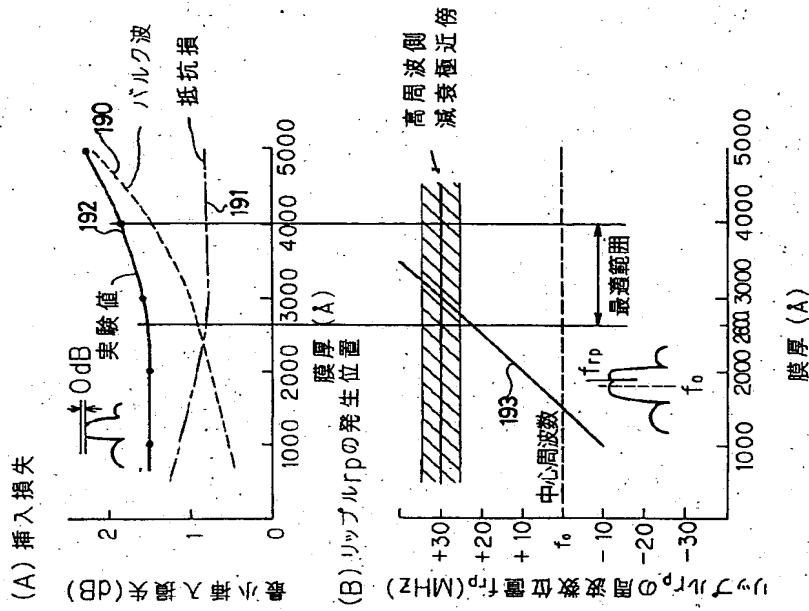
【図35】

共振器型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図

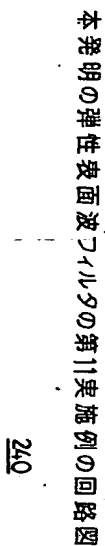


【図36】

挿入損及びリップル発生位置の膜厚依存性の実験の結果を示す図

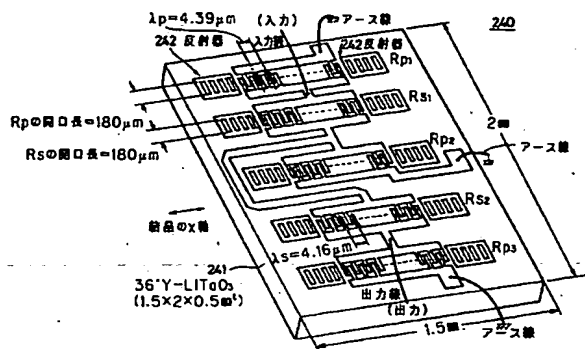


【図42】



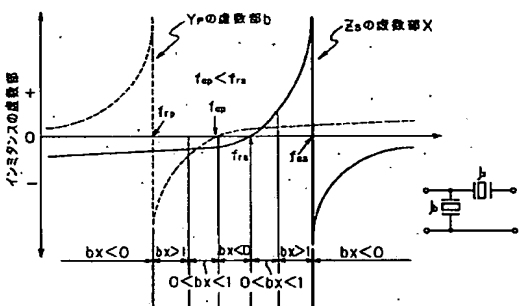
【図43】

図42の回路を具体化した構成を示す図



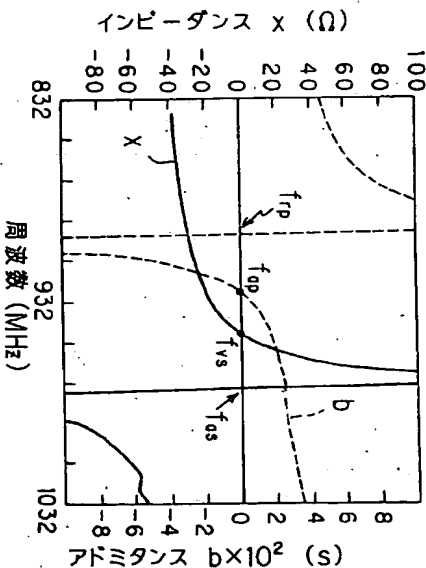
【図44】

$f_{op} < f_{rs}$ としたときの弾性表面波共振器のインピーダンス特性を示す図



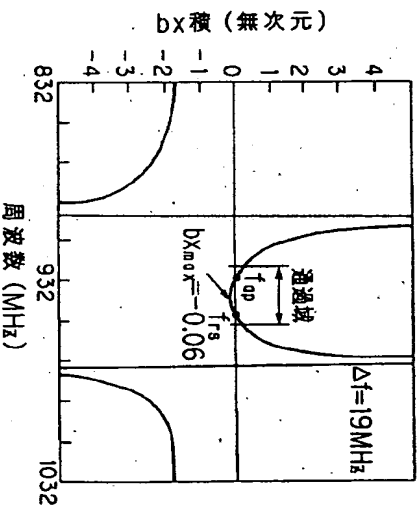
【図47】

並列腕及び直列腕の各弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図



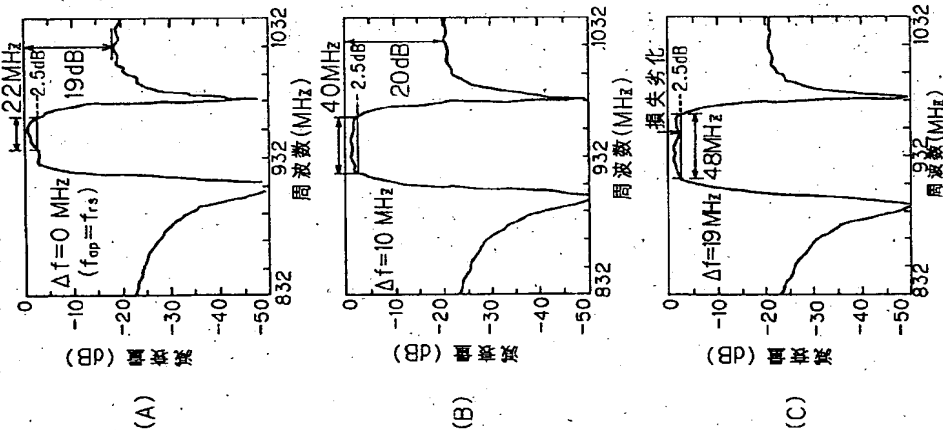
【図48】

bX積の周波数依存性を示す図



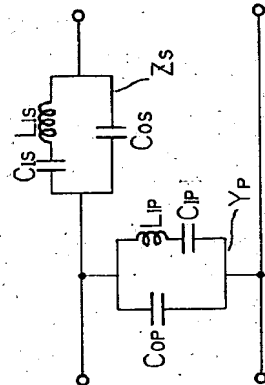
【図45】

$\Delta f = f_{rs} - f_{op}$ を零から増加させたときの梯子型フィルタの通過特性の変化を説明する図



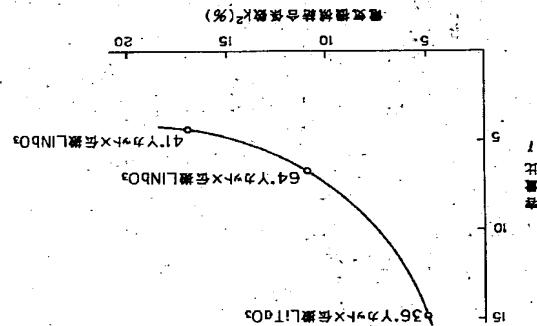
【図49】

図42の回路の一部を $L$ と $C$ の等価回路表示した図



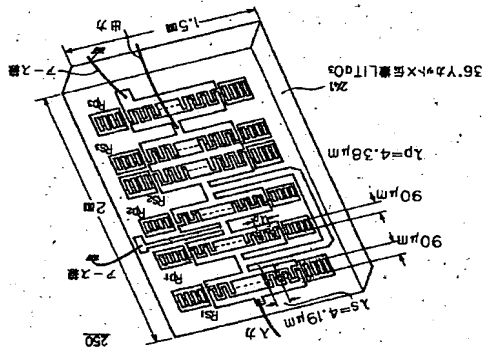
【図51】

$k^2$ と $f$ との関係を示す図



【図53】

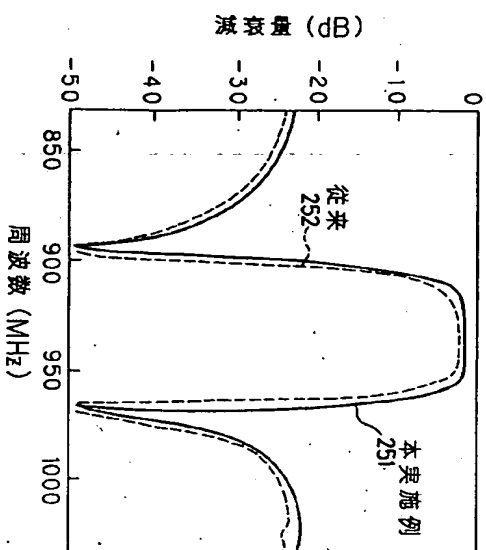
図52の回路を具体化した回路を示す図





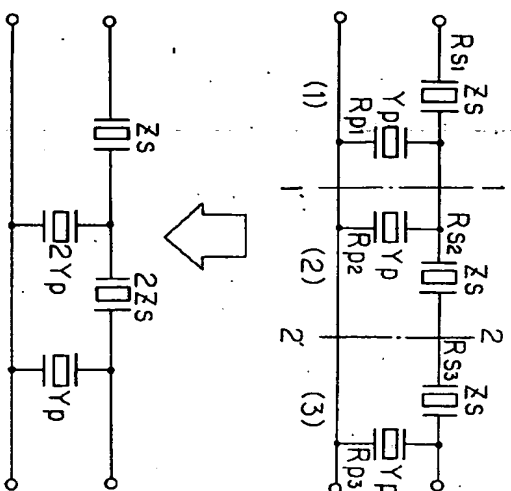
【図54】

図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図



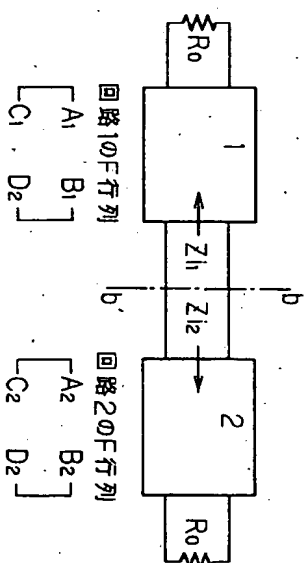
【図52】

本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図



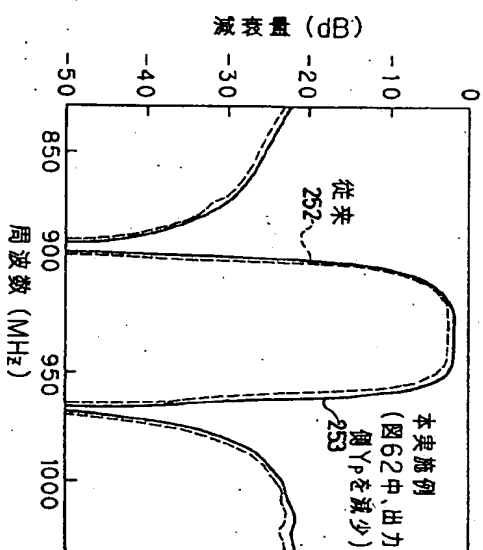
【図58】

二つの4端子回路の接続とその境界を示す図



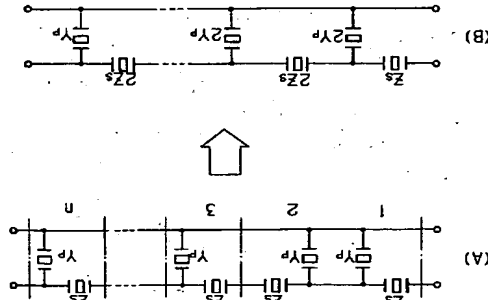
【図55】

図62のフィルタ中、出力側YPを減少させた場合の特性を示す図



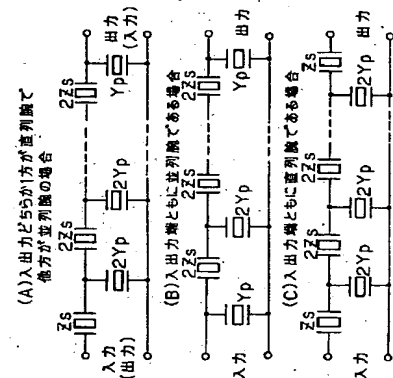
【図60】

(n>2)段に単位区間を接続する方法を説明する図



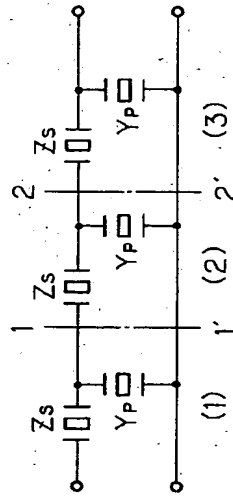
【図61】

本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図



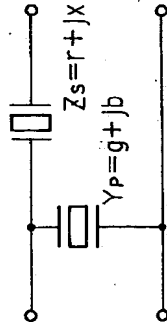
【図62】

従来の弾性表面波フィルタの回路図



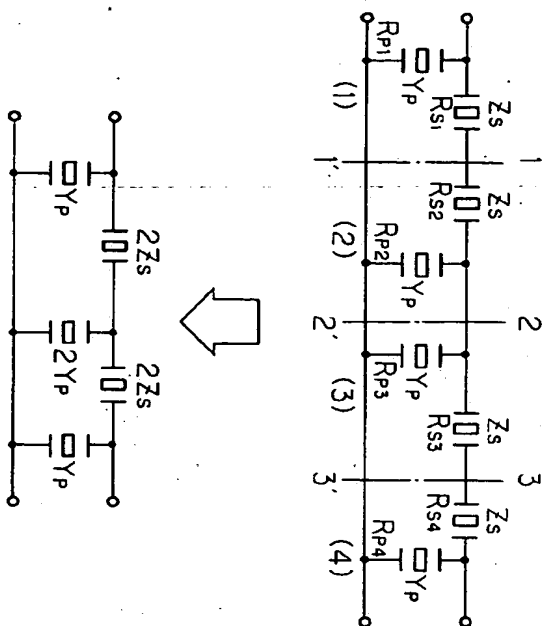
【図68】

並列腕と直列腕に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図



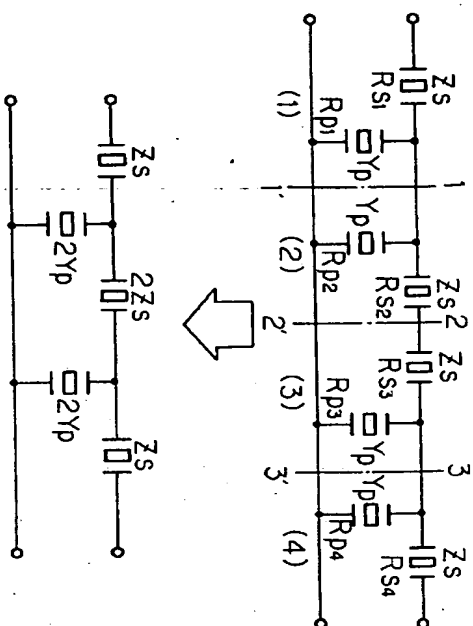
【図63】

本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図



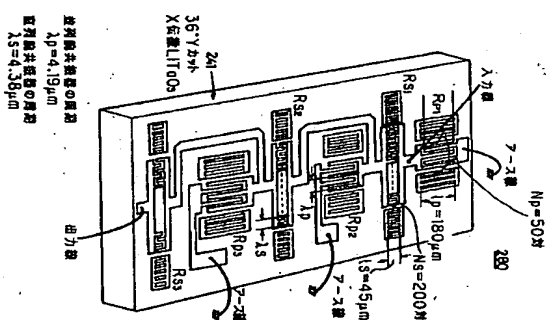
【図64】

本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図



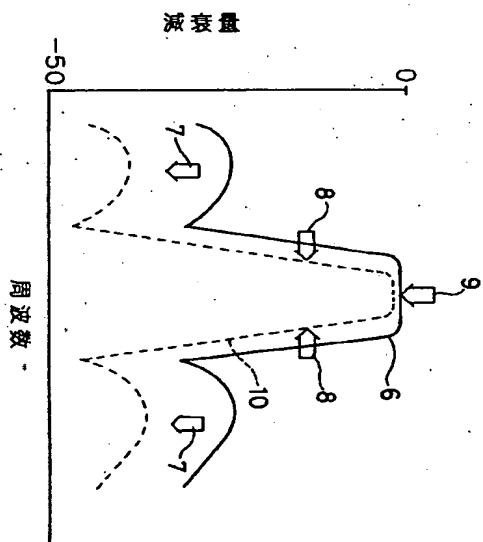
【図65】

図65の回路を具体化した構成を示す図



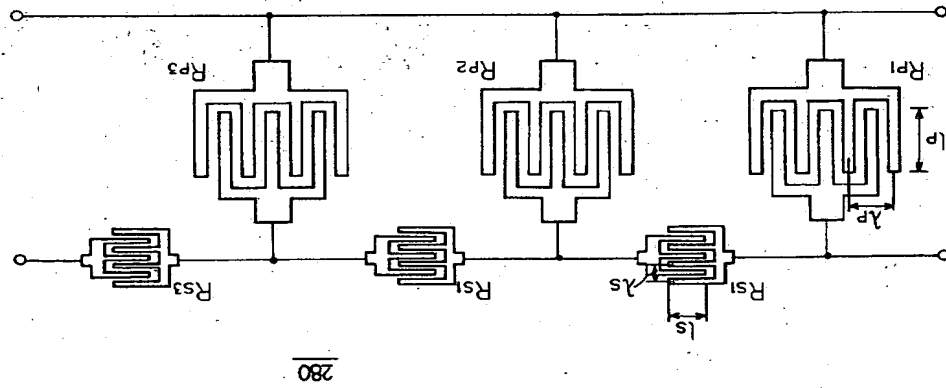
【図71】

図70のフィルタの通過特性を示す図



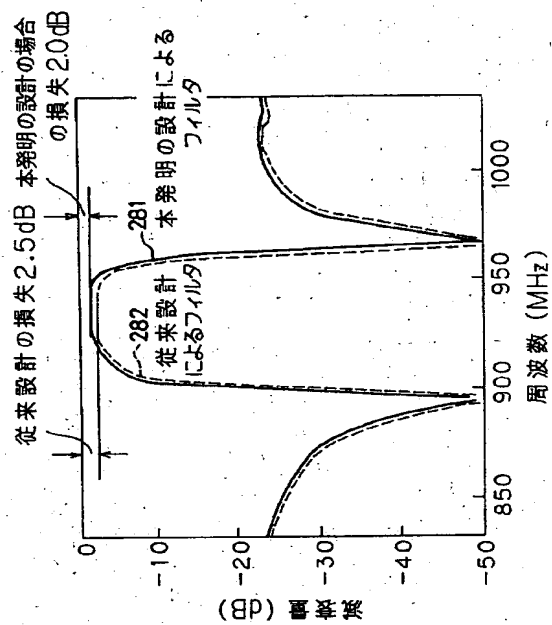
【図65】

本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図



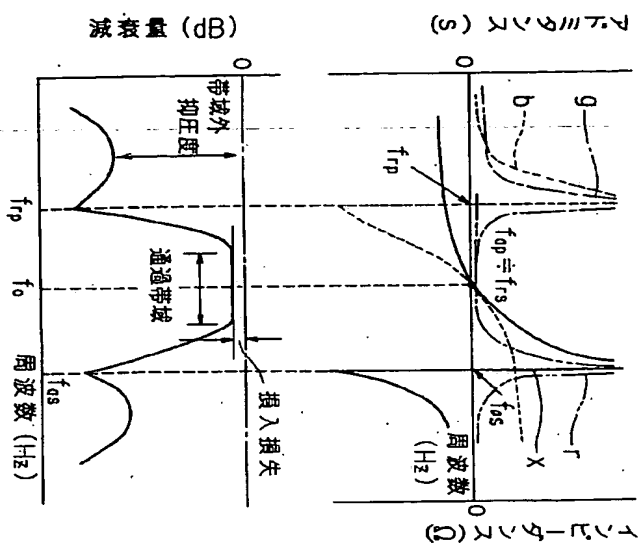
【図67】

図66のフィルタの特性を示す図



[図69]

並列腕共振器のアドミタンス( $Y_p$ )の周波数特性及び直列腕共振器のインピーダンス( $Z$ )の周波数特性を対応させて示す図



フロントページの続き

- |         |                      |          |                      |
|---------|----------------------|----------|----------------------|
| (72)発明者 | 宮下 勉                 | (72)発明者  | 高松 光夫                |
|         | 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 |          | 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 |
|         | 富士通株式会社内             |          | 富士通株式会社内             |
| (72)発明者 | 松田 隆志                |          |                      |
|         | 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 | (56)参考文献 |                      |
|         | 富士通株式会社内             |          |                      |

- 特開 昭52-19044 (J P, A)  
 特開 平5-206778 (J P, A)  
 特開 平3-205908 (J P, A)  
 実開 昭54-11120 (J P, U)  
 電子通信学会論文誌' 82/2 V o  
 I. 565-B, No. 2 P. 177~184

